

#2
5/19/08
JG/CB/CS
JC903 U.S. PRO
09/934693
08/23/01

IN THE U.S. PATENT AND TRADEMARK OFFICE

Applicant(s): AHN, Keun Hee

Application No.: Group:

Filed: August 23, 2001 Examiner:

For: CARRIER RESTORATION APPARATUS AND METHOD

L E T T E R

Assistant Commissioner for Patents
Box Patent Application
Washington, D.C. 20231

August 23, 2001
0465-0852P-SP

Sir:

Under the provisions of 35 USC 119 and 37 CFR 1.55(a), the applicant hereby claims the right of priority based on the following application(s):

<u>Country</u>	<u>Application No.</u>	<u>Filed</u>
REPUBLIC OF KOREA	2000-48926	08/23/00

A certified copy of the above-noted application(s) is(are) attached hereto.

If necessary, the Commissioner is hereby authorized in this, concurrent, and future replies, to charge payment or credit any overpayment to deposit Account No. 02-2448 for any additional fees required under 37 C.F.R. 1.16 or under 37 C.F.R. 1.17; particularly, extension of time fees.

Respectfully submitted,

BIRCH, STEWART, KOLASCH & BIRCH, LLP

By:

JOSEPH A. KOLASCH
Reg. No. 22,463
P. O. Box 747
Falls Church, Virginia 22040-0747

Attachment
(703) 205-8000
/kw

AHN, Kwon Hee
August 23, 2001
BSKB, LLP
(703) 205-8000
0465-0852 P
10f 1

대한민국 특허청
KOREAN INTELLECTUAL
PROPERTY OFFICE

JCG03U.S. PRO
09/934693

별첨 사본은 아래 출원의 원본과 동일함을 증명함.

This is to certify that the following application annexed hereto
is a true copy from the records of the Korean Intellectual
Property Office.

출원번호 : 특허출원 2000년 제 48926 호
Application Number PATENT-2000-0048926

출원년월일 : 2000년 08월 23일
Date of Application AUG 23, 2000

출원인 : 엘지전자 주식회사
Applicant(s) LG ELECTRONICS INC.

2001 년 07 월 12 일

특허청

COMMISSIONER



CERTIFIED COPY OF
PRIORITY DOCUMENT

【서류명】	특허출원서		
【권리구분】	특허		
【수신처】	특허청장		
【참조번호】	0001		
【제출일자】	2000.08.23		
【국제특허분류】	H04N		
【발명의 명칭】	반송파 복구 장치 및 방법		
【발명의 영문명칭】	Carrier recovery apparatus and method for QAM/PSK receiver		
【출원인】			
【명칭】	엘지전자 주식회사		
【출원인코드】	1-1998-000275-8		
【대리인】			
【성명】	김용인		
【대리인코드】	9-1998-000022-1		
【포괄위임등록번호】	2000-005155-0		
【대리인】			
【성명】	심창섭		
【대리인코드】	9-1998-000279-9		
【포괄위임등록번호】	2000-005154-2		
【발명자】			
【성명의 국문표기】	안근희		
【성명의 영문표기】	AHN,Keun Hee		
【주민등록번호】	690727-1279611		
【우편번호】	403-010		
【주소】	인천광역시 부평구 부평동 동아아파트 6동 109호 70-5번지		
【국적】	KR		
【심사청구】	청구		
【취지】	특허법 제42조의 규정에 의한 출원, 특허법 제60조의 규정에 의한 출원심사를 청구합니다. 대리인 김용인 (인) 대리인 심창섭 (인)		
【수수료】			
【기본출원료】	20	면	29,000 원
【가산출원료】	37	면	37,000 원

1020000048926

2001/7/1

【우선권주장료】	0	건	0	원
【심사청구료】	9	황	397,000	원
【합계】			463,000	원
【첨부서류】	1. 요약서·명세서(도면)_1통			

【요약서】**【요약】**

주파수 오프셋 및 위상 잡음을 갖고 있는 통과대역 디지털 신호로부터 주파수 오프셋을 포착하고 위상 잡음을 추적하는 반송파 복구 장치에 관한 것으로서, 특히 주파수 오프셋을 포착하기 위한 주파수 포착용 PLL부와 잔류 위상 잡음을 추적하기 위한 위상 추적용 PLL부를 각각 독립적으로 구성하여, 먼저 주파수 오프셋을 포착한 후 잔류 위상 잡음을 추적하는 2가지 모드로 동작함으로써, 튜너나 RF 발진기에서 발생되는 수백 KHz 주파수 오프셋과 위상 잡음을 최소화하는 방향으로 빠른 시간 안에 포착/추적이 가능하며, 또한 낮은 SNR과 심한 채널 ISI(고스트)에도 신뢰성 높은 포착/추적 동작을 수행할 수 있다.

【대표도】

도 5

【색인어】

반송파 복구, QAM, PSK

【명세서】**【발명의 명칭】**

반송파 복구 장치 및 방법{Carrier recovery apparatus and method for QAM/PSK receiver}

【도면의 간단한 설명】

도 1은 일반적인 TV 수신기의 개략도

도 2는 종래의 자승 루프 기법을 이용한 반송파 복구 장치의 구성 블록도

도 3은 종래의 Costas 루프 기법을 이용한 반송파 복구 장치의 구성 블록도

도 4는 종래의 결정 케환 루프 기법을 이용한 반송파 복구 장치의 구성 블록도

도 5는 본 발명에 따른 TV 수신기 중 반송파 복구 장치의 구성 블록도

도 6은 도 5의 위상/주파수 검출기의 상세 블록도

도 7은 도 5의 블라인드 결정기의 상세 블록도

도 8은 4/16/64/256 QAM의 블라인드 결정기의 결정신호 성상의 실시 예를 나타낸

도면

도 9는 도 5의 결정 지향 결정기의 상세 블록도

도 10은 16 QAM 결정 지향 결정 신호 성상의 실시 예를 나타낸 도면

도 11은 도 5의 주파수 포착 루프 필터의 상세 블록도

도 12는 도 5의 수치 제어 발진기(NCO)의 상세 블록도

도 13은 도 5의 주파수 포착기의 상세 블록도

도 14는 도 5의 위상 추적 루프 필터의 상세 블록도

도 15는 도 5의 위상 룸 테이블의 상세 블록도

도 16은 도 5의 위상 추적기의 상세 블록도

도 17은 블라인드 모드에서의 위상/주파수 검출기의 특성 함수의 기하학적 특성을 보인 도면

도 17a는 복조신호 성상의 위상이 결정신호 성상의 위상보다 큰 경우의 예를 보인 도면

도 17b는 복조신호 성상의 위상이 결정신호 성상의 위상보다 작은 경우의 예를 보인 도면

도 18은 결정지향 모드에서의 위상/주파수 검출기의 특성 함수의 기하학적 특성을 보인 도면

도 18a는 복조신호 성상의 위상이 결정신호 성상의 위상보다 큰 경우의 예를 보인 도면

도 18b는 복조신호 성상의 위상이 결정신호 성상의 위상보다 작은 경우의 예를 보인 도면

도면의 주요부분에 대한 부호의 설명

11 : 전 처리부

13 : 후 처리부

14 : 락 검출부

100 : 반송파 복구부

101 : 위상/주파수 검출기

102 : 블라인드 결정기

103 : 결정지향 결정기

104 : 주파수 포착용 PLL부

104-1 : 주파수 포착 루프 필터

104-2 : NCO

104-3 : 주파수 포착기

105 : 위상 추적용 PLL부

105-1 : 위상 추적 루프 필터

105-2 : 위상 롬 테이블

105-3 : 위상 추적기

【발명의 상세한 설명】**【발명의 목적】****【발명이 속하는 기술분야 및 그 분야의 종래기술】**

<32> 본 발명은 QAM/PSK(Quadrature Amplitude Modulation/Phase Shift Keying) 수신기에 관한 것으로서, 특히 반송파의 주파수 오프셋, 위상 잡음을 보정하는 반송파 복구 장치 및 방법에 관한 것이다.

<33> 통상, 고화질 티브이(HDTV) 시스템에서 압축된 디지털 영상 데이터의 케이블 송수신에는 QAM(Quadrature Amplitude Modulation) 방식이 사용된다. 특히, 256 QAM 변조는 압축된 영상 데이터에 전송을 위한 코딩을 하여 매 심볼 주기(5.3607MHz)당 8비트에 해당하는 256개의 성상(Constellations)들이 벡터 값으로 출력되며, 이의 직교 축(I,Q)에 대한 정사영 값을 정현파(sine)와 여현파(Cosine)에 각각 반송파 억압 변조하여 합한 후, 이 신호를 송신하는 것에 의해 이루어진다.

<34> 이 신호를 수신 단에서 복조하여 256개의 성상에 대한 벡터 값으로 다시 얻기 위해서는 수신 신호로부터 반송파의 위상을 정확히 추정하여, 수신 신호의 반송파에 위상 동기된 변조되지 않은 반송파를 복구하는 것이 필요하다. 이는 수신 신호의 반송파에 위상 동기된 정현파와 여현파를 수신신호에 각각 곱하면 256 성상에 대한 벡터 값의 직교 축(1, Q)에 대한 정사영 값을 얻을 수 있기 때문이다.

<35> 즉, HDTV 케이블 전송 시스템의 QAM 수신기에 장착되는 반송파 복구부는 튜너나 RF 발진기에서 발생되는 수백 KHz 주파수 오프셋(Frequency offset, $\Delta \omega$)과 잔류 위상 잡음(Phase Jitter, $\Delta \theta$)을 최소화하는 방향으로 빠른 시간 안에 포착(Acquisition)/추적(Tracking)해야 한다. 또한 낮은 SNR과 심한 채널 ISI(Ghost)에도 신뢰성 높은 포착/추적 동작을 수행해야 한다.

<36> 도 1은 일반적인 TV 수신기의 구성 블록도로서, 전처리부(11)는 주파수 오프셋 및 위상 잡음을 갖고 있는 통과대역 디지털 신호를 반송파 복구부(12)로 출력하고, 상기 반송파 복구부(12)는 상기 전처리부(11)에서 출력되는 통과대역 디지털 신호를 정/여현파로 복조하여 주파수 오프셋 및 위상 잡음이 복구된 기저대역 디지털 신호를 생성한다. 상기 기저대역 디지털 신호는 후처리부(13)로 출력된다.

<37> 예를 들어, 도 1의 반송파 복구부(12)에서 QAM 방식으로 변조된 신호의 반송파를 복구한다고 가정하면, 이때의 위상 오차에 의한 영향은 다음과 같다.

<38> 즉, $I(t)$, $Q(t)$ 를 각각 동상, 직교상의 기저대역(Base-band) 신호라 하고, 변조 주파수를 f_c 라 할 때 QAM으로 변조된 신호 $S(t)$ 는 다음의 수학식 1과 같이 표현할 수 있다.

<39> 【수학식 1】

$$S(t) = I(t) \times \cos(2\pi f_c t) - Q(t) \times \sin(2\pi f_c t)$$

<40> 이를 동상과 직교상 모두 ϕ 의 위상오차가 있는 두 개의 반송파로 각각 복조하면 다음의 수학식 2, 3과 같은 기저대역 신호들을 얻게 된다.

<41> 【수학식 2】

$$\begin{aligned} DI(t) &= LPF[S(t) \times \cos(2\pi f_c t + \Phi)] \\ &= \frac{1}{2} \times I(t) \times \cos(\Phi) - \frac{1}{2} \times Q(t) \times \sin(\Phi) \end{aligned}$$

<42> 【수학식 3】

$$\begin{aligned} DQ(t) &= LPF[S(t) \times \sin(2\pi f_c t + \Phi)] \\ &= \frac{1}{2} \times I(t) \times \sin(\Phi) - \frac{1}{2} \times Q(t) \times \cos(\Phi) \end{aligned}$$

<43> 상기된 수학식 2의 첫째 항과 수학식 3의 둘째 항의 $\cos(\varphi)$ 는 이득 오차로 나타나고, 수학식 2의 둘째 항과 수학식 3의 첫째 항의 $\sin(\varphi)$ 는 간섭 방해에 의한 오차로 나타난다.

<44> 이와 같이, QAM의 경우 복구 반송파의 위상 오차가 이득 오차뿐만이 아니라 간섭 방해에 의한 오차로도 나타나기 때문에 그 영향이 더욱 심각하다.

<45> 따라서, 이를 해결하기 위해 수신단에서 반송파를 복구하는 종래의 방법으로 크게 2가지 접근 방법이 있다.

<46> 그 중 하나는 파일롯트(pilot) 신호가 주파수 상으로 삽입되어 있고, 수신단에서는 이를 추출한 후 국부 발진기의 출력 주파수와 위상을 수신 신호에 동기화할 수 있게 하는 방법이다. 이 방법은 HDTV의 지상파 전송 시스템인 VSB(Vestigial Side Band)의 반송파 복구에 사용된다.

<47> 다른 하나는 억압 변조의 경우 변조된 신호로부터 직접적으로 반송파의 주파수와 위상을 추정하는 방법으로 실제에 있어 보다 널리 사용되어지고 있는 방법이다. 이 방법은 HDTV의 케이블 전송 시스템의 QAM 및 PSK의 반송파 복구에 사용된다.

<48> 이때, 상기 억압 변조된 신호로부터 직접적으로 반송파의 주파수와 위상을 추정하는 종래의 반송파 복구 방법으로는 도 2와 같은 자승 루프 기법, 도 3과 같은 코스타스

(Costas) 루프 기법, 도 4와 같은 결정 궤환 루프 기법(decision feedback loop) 등이 있다.

<49> 먼저, 도 2에 도시된 자승 루프 기법은 하기의 수학식 4와 같이 DSB/SC(Double Side Band/Suppressed Carrier) PAM(Phase amplitude modulation)으로 변조하여 송신된 신호 $S(t)$ 의 반송파 복구 방법이다.

<50> 【수학식 4】

$$S(t)=A(t)\cos(2\pi f_c t+\Phi)$$

<51> 상기된 수학식 4에서 기저대역 신호 레벨이 0을 중심으로 대칭을 이를 경우, 송신 신호의 평균 기대치는 하기의 수학식 5와 같이 0이 된다.

<52> 【수학식 5】

$$E[S(t)]=E[A(t)]=0$$

<53> 따라서, 수신 신호의 평균값으로부터는 어떠한 위상 정보도 얻을 수 없다. 이때, $2\pi f_c t$ 에서의 주파수 성분을 도출하여 PLL(Phase Locked Loop)을 구동하는 하나의 기법으로 도 2와 같은 자승 루프 기법이 있다.

<54> 즉, 자승기(21)의 출력 $S^2(t)$ 은 다음의 수학식 6과 같고, $A^2(t)$ 의 평균 기대치는 0이 아니므로, $2\pi f_c t$ 에서 주파수 성분을 추출할 수 있다

<55> 【수학식 6】

$$\begin{aligned} S^2(t) &= A^2(t) \cos^2(2\pi f_c t + \Phi) \\ &= \frac{1}{2} \times A^2(t) + \frac{1}{2} \times A^2(t) \cos(4\pi f_c t + 2\Phi) \end{aligned}$$

<56> 따라서, 상기 자승기(21)의 출력 $S^2(t)$ 이 중심 주파수가 $2\pi f_c t$ 인 대역 통과 필터(22)를 통과하면 직류 성분이 제거되고, 주파수가 $2f_c$, 위상 2φ 그리고, 진폭이 $1/2 * \sqrt{2}$

$A^2(t) * H(2fc)$ 인 성분만이 남게 된다. 여기서, $H(2fc)$ 는 대역 통과 필터의 이득이다.

<57> 상기 대역 통과 필터(22)의 출력에 국부 발진기(25)의 발진 주파수를 동기 시키기 위해 PLL 과정 즉, 대역 통과 필터(22)의 출력과 국부 발진기(25)의 출력이 곱셈기(23)에서 곱해져 루프 필터(24)로 입력되고, 상기 루프 필터(24)의 출력은 국부 발진기(25)로 입력된다. 즉, 상기 루프 필터(24)는 상기 곱셈기(23)의 출력을 필터링하고 적산하여 위상 오차를 검출한 후 국부 발진기(25)로 출력하고, 상기 국부 발진기(25)는 위상 오차에 비례하는 주파수 $\sin(4\pi f_c t + 2\Phi)$ 를 발생하여 곱셈기(23)와 주파수 분배기(26)로 출력한다.

<58> 따라서, 상기 주파수 분배기(26)에서 상기 국부 발진기(25)의 출력을 분배하면 $\sin(2\pi f_c t + \Phi)$ 의 복구된 반송파를 얻게 된다. 여기서, θ 는 φ 의 추정치로 PLL은 $\varphi - \theta = 0$ 이 되도록 루프가 형성된다.

<59> 그러나, 상기된 자승 루프 기법에 의한 반송파 복구는 국부 발진기(25)가 $2fc$ 의 주파수 성분에 동기되고 복구 반송파가 주파수 분배기(26)를 거쳐 생성되기 때문에 수신신호의 위상과 180° 의 위상 애매성을 갖게된다. 이 문제는 송신단에서 차분 부호화하여 송신하고, 수신단에서 차분 복호화함으로써 해결할 수 있으나 그래도 주파수 애매성은 증가하는 문제가 있다. 즉, 변조 신호가 M 개의 위상으로 정보를 담고 있는 경우, 즉 송신 신호가 다음의 수학식 7과 같이 이루어져 있을 때, 자승기 대신 M -누승기를 이용하고 주파수 분배기에서 $\% M$ 을 수행하면 되나 주파수 애매성은 $(\frac{2\pi}{M})$ 으로 증가하게 된다.

<60> 【수학식 7】

$$S(t) = A(t) \times \cos[2\pi f_c t + \Phi + (\frac{2\pi}{M}) \times (m-1)]$$

<61> 여기서, $m=1, 2, 3, \dots, M$ 이다.

<62> 다음은 Costas 루프 기법에 대한 설명이다.

<63> 즉, 상기된 수학식 4로 표현되는 송신 신호의 또 다른 반송파 복구 기법이 도 3에
도시된 Costas 루프 기법이다.

<64> 도 3에서, 제 1, 제 2 곱셈기(31,32)의 출력 $Y_c(t)$, $Y_s(t)$ 은 하기의 수학식 8, 9와
같이 표현할 수 있다.

<65> 【수학식 8】

$$\begin{aligned} Y_c(t) &= [S(t)+N(t)] \times \cos(2\pi f_c t + \theta) \\ &= \frac{1}{2} \times [A(t)+N_c(t)] \times \cos\Delta\Phi + \frac{1}{2} \times N_s(t) \times \sin\Delta\Phi + 2f_c \end{aligned}$$

<66> 【수학식 9】

$$\begin{aligned} Y_s(t) &= [S(t)+N(t)] \times \sin(2\pi f_c t + \theta) \\ &= \frac{1}{2} \times [A(t)+N_c(t)] \times \sin\Delta\Phi + \frac{1}{2} \times N_s(t) \times \cos\Delta\Phi + 2f_c \end{aligned}$$

<67> 여기서, 상기 $\Delta\Phi = \Phi - \theta, 2f_c$ 성분은 제 1, 제 2 기저 대역 통과 필터(32,36)를 거치면
서 제거되고, 상기 제 1, 제 2 기저 대역 통과 필터(32,36)의 출력이 곱셈기(33)에서 곱
해지면 하기의 수학식 10과 같이 오차 신호 $e(t)$ 가 생성된다.

<68> 【수학식 10】

$$\begin{aligned} e(t) &= \frac{1}{8} \times [(A(t)+N_c(t))^2 - N_s^2(t)] \times \sin 2\Delta\Phi \\ &\quad - \frac{1}{4} \times N_s(t) \times [A(t)+N_c(t)] \times \cos 2\Delta\Phi \end{aligned}$$

<69> 상기된 수학식 10을 보면, 오차신호 $e(t)$ 는 원하는 신호 성분 $A^2(t) \times \sin 2\Delta\Phi$ 와 (신
호 * 잡음) 성분 그리고, (잡음 * 잡음) 성분으로 이루어져 있음을 알 수 있다. 여기서,
상기 제 1, 제 2 기저 대역 통과 필터(32,36)로 적합한 것으로는 정합 필터가 있다. 상
기된 정합 필터를 사용하면 결과적으로 루프에 잡음이 섞여 들어가는 것을 줄일 수 있게

된다.

<70> 상기 곱셈기(33)의 출력을 입력받는 루프 필터(37)와 국부 발진기(28)의 동작은 상기된 자승 루프 기법과 동일하므로 상세 설명을 생략한다. 즉, 상기된 Costas 루프 기법도 자승 루프 기법과 동가이며 마찬가지로 180° 의 위상 애매성을 갖는 문제점이 있다.

<71> 다음은 결정 케한 루프 기법에 대해서 설명한다.

<72> 즉, 상기된 Costas 루프 기법에서는 오차 신호에 잡음이 서로 곱해지면서 잡음이 자승치로 증폭되어지는 문제가 있다. 이 문제는 도 3과 같은 Costas 루프의 한쪽에 결정 기를 추가함으로써 해결할 수 있다. 이러한 형태로 반송파 복구를 하는 것을 결정 케한 루프 기법이라 하며, 도 4에 도시되어 있다. 즉, 도 4를 보면, 도 3과 같은 반송파 복구 장치의 제 1 기저 대역 통과 필터(42)와 곱셈기(49) 사이에 샘플러(43)와 결정기(45)를 배치하고 있다. 여기서, 상기 샘플러(43)는 기저대역 신호처리를 통해 나온 현재 심볼들의 타이밍 에러를 타이밍 복구부(44)로부터 받아서 제 1 기저대역 통과필터(42)의 출력 신호와 신호 사이의 에러를 줄이는 방향으로 보간을 한다. 또한, 상기 결정기(45)는 상기 샘플러(43)에서 출력되는 기저대역 신호의 각 신호 레벨에 맞는 결정 신호를 생성하여 곱셈기(49)로 출력한다.

<73> 만일, 도 4에서 결정기 에러가 없다고 하면 결정기(45)의 출력은 잡음이 제거된 기저대역 신호 $A(t)$ 가 된다. 따라서, 위상 오차 신호 $e(t)$ 를 전개하면 다음의 수학식 11과 같이 잡음의 자승 성분이 없게 된다.

<74> 【수학식 11】

$$\begin{aligned} e(t) &= \frac{1}{2} \times A(t) \times [(A(t) + N_c(t)) \times \sin\Delta\Phi - N_s(t) \times \cos\Delta\Phi] + 2f_c \\ &= \frac{1}{2} \times A^2(t) \times \sin\Delta\Phi + \frac{1}{2} \times A(t) \times [N_c(t) \times \sin\Delta\Phi - N_s(t) \times \cos\Delta\Phi] + 2f_c \end{aligned}$$

【발명이 이루고자 하는 기술적 과제】

<75> 그러나, 상기된 결정 궤환 루프 기법도 다음과 같은 문제점이 있다.

<76> 첫째는, 작은 포착/추적 범위(Acquisition/Tracking Range)에 의해 정교한 고품질의 튜너를 사용하여야 하므로 튜너 비용이 증가한다. 즉, 튜너는 반송파 복구시 보통 주파수 오프셋이 작고 위상 잡음이 작은 것이 성능이 좋은 것인데, 이러한 성능을 갖는 튜너는 통상 고가이다.

<77> 둘째는, 큰 잔류 위상 잡음(Phase Jitter)에 의해 수신기의 BER 성능이 하락한다.

<78> 셋째는, 작은 입력 SNR에 대한 포착/추적 성능이 저하된다. 즉, 입력 신호의 수신 파워(SNR)가 작으면 종래의 반송파 복구부의 오차 검출부는 부정확한 오차를 발생하기 때문이다.

<79> 넷째는 ISI/Ghost 채널에 대한 포착/추적 성능이 현격히 저하되는 문제가 있었다. 즉, ISI/고스트가 강한 채널에서도 마찬가지로 상기 오차 검출부는 부정확한 에러를 발생하기 때문이다.

<80> 본 발명은 상기와 같은 문제점을 해결하기 위한 것으로서, 본 발명의 목적은 주파수 포착용 루프와 위상 추적용 루프를 독립적으로 구성함으로써, 주파수 포착 성능과 위상 추적 성능을 향상시키는 반송파 복구 장치 및 방법을 제공함에 있다.

【발명의 구성 및 작용】

<81> 상기와 같은 목적을 달성하기 위한 본 발명에 따른 반송파 복구 장치는, 복조 신호의 성상과 블라인드 결정 신호 성상 또는 결정 지향 결정 신호 성상과의 위상 오차를 구한 후 상기 위상 오차의 극성을 추출하는 위상/주파수 검출부와, 상기 위상 오차의 극성

에 따라 미리 계산된 대역폭의 값을 누적하여 해당 주파수 오프셋을 추출하고 상기 추출된 주파수 오프셋에 따라 디지털 방식으로 정현파와 여현파를 생성한 후, 상기 정현파와 여현파로 상기 통과대역 디지털 신호를 복조하여 반송파의 주파수 오프셋이 포착된 기저대역 디지털 신호를 생성하는 주파수 포착용 PLL부와, 상기 위상 오차의 극성에 따라 미리 계산된 대역폭의 값을 누적하여 해당 위상 잡음을 추출한 후 상기 추출된 위상 잡음에 따라 디지털 방식으로 정현파와 여현파를 생성한 후, 상기 정현파와 여현파로 기저대역 디지털 신호를 복조하여 위상 잡음이 추적된 복조 신호 성상을 생성하는 위상 추적용 PLL부와, 상기 위상 추적용 PLL부에서 생성된 복조 신호 성상의 극성을 추출하고, 상기 추출된 극성에 따라 상기 복조 신호 성상을 슬라이싱한 블라인드 결정신호 성상을 생성하는 블라인드 결정부와, 상기 위상 추적용 PLL부에서 생성된 복조 신호 성상의 각 신호 레벨에 맞는 결정지향 결정신호 성상을 생성하는 결정지향 결정부를 포함하여 구성되는 것을 특징으로 한다.

<82> 상기 위상/주파수 검출부는 주파수 오프셋을 포착하기 위해 상기 복조 신호 성상과 블라인드 결정 신호 성상과의 위상 오차를 구하여 극성을 추출하는 블라인드 모드 또는, 위상 잡음을 추적하기 위해 상기 복조 신호 성상과 결정지향 결정신호 성상과의 위상 오차를 구하여 극성을 추출하는 결정지향 모드로 동작하며, 상기 동작 모드의 전환을 제어하는 락 검출부가 더 구비되는 것을 특징으로 한다.

<83> 본 발명에 따른 반송파 복구 방법은 상기된 반송파 복구 과정이 소프트웨어로 이루어지는 것을 특징으로 한다.

<84> 본 발명의 다른 목적, 특징 및 잇점들은 첨부한 도면을 참조한 실시예들의 상세한 설명을 통해 명백해질 것이다.

<85> 이하, 본 발명의 바람직한 실시예를 첨부도면을 참조하여 상세히 설명한다.

<86> 도 5는 본 발명에 따른 반송파 복구 장치의 구성 블록도로서, 주파수 포착용 PLL부(104)와 위상 추적용 PLL부(105) 그리고, 상기 서로 다른 주파수 포착용 PLL부(104)와 위상 추적용 PLL부(105)에 공동으로 사용되는 위상/주파수 검출기(101)로, 반송파 복구부(100)가 구성된다. 또한, 상기 위상 추적 PLL부(105)의 출력으로부터 결정신호 성상의 종류를 결정하고 상기 위상/주파수 검출기(101)를 블라인드 모드와 결정 지향 모드로 동작시키는 블라인드 결정기(102)와 결정지향 결정기(103)가 상기 반송파 복구부(100)에 포함된다.

<87> 그리고, 미연급된 락 검출부(14)는 상기 반송파 복구부(100)의 위상/주파수 검출기(101)의 동작 모드를 결정하고, 그에 따른 제어 신호 LD[2:0]를 상기 반송파 복구부(100)의 위상/주파수 검출기(101), 주파수 포착용 PLL부(104)의 주파수 포착 루프 필터(104-1), 및 위상 추적용 PLL부(105)의 위상 추적 루프 필터(105-1)로 출력한다. 즉, 상기 위상/주파수 검출기(101)의 동작 모드 전환은 상기 락 검출부(14)의 락 제어신호(LD[2:0])에 의해 자동으로 행해진다.

<88> 여기서, 상기 주파수 포착용 PLL부(104)는 주파수 포착 루프 필터(104-1), 수치 제어 발진기(NCO)(104-2), 및 주파수 포착기(104-3)로 구성되고, 상기 위상 추적용 PLL부(105)는 위상 추적 루프 필터(105-1), 위상 롬 테이블(105-2), 및 위상 추적기(105-3)로 구성된다.

<89> 상기 위상/주파수 검출기(101)의 위상 오차(Phase Error) 계산은 상기 블라인드 결정기(102)와 결정 지향 결정기(103)에서 결정되는 결정신호 성상의 종류에 따라 2가지 모드 즉, 블라인드 모드와 결정 지향 모드로 동작한다.

<90> 상기 위상/주파수 검출기(101)로부터 생성된 위상 오차는 극성(Polarity)으로 표현되며, 상기 주파수 포착용 PLL부(104)와 위상 추적용 PLL부(105)로 출력된다.

<91> 도 6은 상기 위상 주파수 검출기(101)의 구성 블록도로서, 상기 탁 검출부(14)로부터 생성된 제어신호 LD[1]에 따라 상기 블라인드 결정기(102)에서 출력되는 I 블라인드 결정신호 D_{Blind_I} 또는 상기 결정지향 결정기(103)에서 출력되는 I 결정지향 결정신호 D_{DD_I} 를 선택 출력하는 제 1 멀티플렉서(201), 상기 블라인드 결정기(102)에서 출력되는 Q 블라인드 결정신호 D_{Blind_Q} 또는 상기 결정지향 결정기(103)에서 출력되는 Q 결정지향 결정신호 D_{DD_Q} 를 선택 출력하는 제 2 멀티플렉서(202), 상기 제 1 멀티플렉서(201)의 출력과 상기 위상 추적기(105-3)에서 생성된 I 복조신호 성상 CR_I 를 곱하는 곱셈기(203), 상기 제 2 멀티플렉서(202)의 출력과 상기 위상 추적기(105-3)에서 생성된 Q 복조신호 성상 CR_Q 를 곱하는 곱셈기(204), 상기 두 곱셈기(203, 204)의 차를 연산하여 위상 오차를 검출하는 감산기(205), 및 상기 감산기(205)에서 출력되는 위상 오차의 극성 Phase_Polarity을 심볼 단위로 검출하여 주파수 포착 루프 필터(104-1)와 위상 추적 루프 필터(105-1)로 출력하는 극성 추출부(206)로 구성된다.

<92> 도 7은 상기 블라인드 결정기(102)의 상세 블록도로서, 상기 위상 추적부(105-3)에서 생성된 I 복조신호 성상 CR_I 의 극성을 심볼 단위로 추출하는 극성 추출부(301a), 상기 극성 추출부(301a)에서 추출된 극성에 따라 복조신호 성상을 2 단계(2-Level) 슬라이싱(Slicing)한 I 결정신호 성상 D_{Blind_I} 를 생성하여 위상/주파수 검출기(101)로 출력하는 제 3 멀티플렉서(303a), 상기 위상 추적부(105-3)에서 생성된 Q 복조신호 성상 CR_Q 의 극성을 심볼 단위로 추출하는 극성 추출부(301b), 및 상기 극성 추출부(301b)에서 추출된 극성에 따라 복조신호 성상을 2 단계 슬라이싱한 Q 결정신호 성상 D_{Blind_Q} 을

생성하여 상기 위상/주파수 검출기(101)로 출력하는 제 4 멀티플렉서(303b)로 구성된다.

<93> 즉, 상기된 블라인드 결정기(102)는 4/16/64/256 QAM의 레벨 값에 상관없이 위상 추적기(105-3)에서 생성된 복조신호 성상(CR_I,CR_Q)의 극성에 따라 상기복조 신호 성상(CR_I,CR_Q)을 2단계 슬라이싱한 결정신호 성상(D_{Blind_I}, D_{Blind_Q})을 생성한다.

<94> 도 8은 4/16/64/256 QAM의 블라인드 결정신호 성상의 실시 예를 나타내고 있다.

<95> 도 9는 상기 결정 지향 결정기(103)의 상세 블록도로서, 상기 위상 추적기(105-3)에서 생성된 I 복조신호 성상 CR_I의 레벨을 비교하는 멀티 레벨 비교기(401a), 상기 멀티 레벨 비교기(401a)의 출력에 따라 상기 I 복조신호 성상 CR_I의 각 신호 레벨에 맞는 I 결정신호 성상 D_{DD_I} 을 생성하여 상기 위상/주파수 검출기(101)로 출력하는 제 5 멀티 플렉서(403a), 상기 위상 추적기(105-3)에서 생성된 Q 복조신호 성상 CR_Q의 레벨을 비교하는 멀티 레벨 비교기(401b), 및 상기 멀티 레벨 비교기(401b)의 출력에 따라 상기 Q 복조신호 성상 CR_Q의 각 신호 레벨에 맞는 Q 결정신호 성상 D_{DD_Q} 을 생성하여 상기 위상/주파수 검출기(101)로 출력하는 제 6 멀티플렉서(403b)로 구성된다.

<96> 즉, 상기 결정지향 결정기(103)는 상기 위상 추적기(105-3)에서 생성된 복조신호 성상 CR_I,CR_Q의 각 신호 레벨에 맞는 결정신호 성상 D_{DD_I}, D_{DD_Q} 을 생성한다.

<97> 도 10은 16 QAM 결정 지향 결정 신호 성상의 실시 예를 나타낸다.

<98> 도 11은 상기 주파수 포착 루프 필터(104-1)의 상세 블록도로서, 상기 락 검출부 (14)의 제어 신호 LD[2:0]에 따라 미리 계산된 다수개의 제 1 양의 대역폭 값들(501a) 중 하나를 선택하는 제 7 멀티플렉서(503a), 상기 제어 신호 LD[2:0]에 따라 미리 계산

된 다수개의 제 1 음의 대역폭 값들(502a) 중 하나를 선택하는 제 8 멀티플렉서(504a), 상기 위상/주파수 검출기(101)에서 검출된 위상 오차의 극성에 따라 상기 제 7 또는 제 8 멀티플렉서(503a, 504a)의 출력 중 하나를 선택하는 제 9 멀티플렉서(505a), 상기 락 검출부(14)의 제어 신호 LD[2:0]에 따라 미리 계산된 다수개의 제 2 양의 대역폭 값들(501b) 중 하나를 선택하는 제 10 멀티플렉서(503b), 상기 제어 신호 LD[2:0]에 따라 미리 계산된 다수개의 제 2 음의 대역폭 값들(502b) 중 하나를 선택하는 제 11 멀티플렉서(504b), 상기 위상/주파수 검출기(101)에서 검출된 위상 오차의 극성에 따라 상기 제 10 또는 제 11 멀티플렉서(503b, 504b)의 출력 중 하나를 선택하는 제 12 멀티플렉서(505b), 상기 제 12 멀티플렉서(505b)의 출력과 한 심볼 지연되어 피드백되는 신호를 더하는 가산기(506), 상기 가산기(506)의 출력을 1 심볼 지연시켜 상기 가산기(506)로 피드백하는 지연기(507), 상기 제 9 멀티플렉서(505a)의 출력과 상기 지연기(507)의 출력을 더하는 가산기(508), 및 상기 가산기(508)의 출력과 외부에서 제공되는 반송파의 중간 주파수(ω_c)를 더하여 주파수 오프셋을 생성한 후 NCO(104-2)로 출력하는 가산기(509)로 구성된다. 여기서, 상기 가산기(506, 508), 지연기(507)는 일종의 적분기이며, 상기 제 9, 제 12 멀티플렉서(505a, 505b)의 결과를 심볼 단위로 누적해서 주파수 오프셋($\Delta\omega$)을 생성한다.

<99> 즉, 상기 주파수 포착 루프 필터(104-1)는 해당 주파수 오프셋($\Delta\omega$)을 포착하기 위해 위상 오차의 극성에 따라 양 또는 음의 대역폭(Frequency#Bw_#)의 값을 누적하여 해당 주파수 오프셋($\Delta\omega$)를 생성하는 1차 디지털 저 대역(Low_pass) 필터의 역할을 수행한다.

<100> 이때, 상기 필터 대역폭의 기어 쉬프팅(Gear Shifting)은 락 검출부(14)의 락 제어

신호 LD[2:0]에 의해 자동으로 이루어진다.

<101> 도 12는 상기 NCO(104-2)의 상세 블록도로서, 상기 주파수 포착 루프 필터(104-1)로부터 출력되는 해당 주파수 오프셋($\omega_c + \Delta\omega$)을 1 심볼 지연시키는 지연기(601), 상기 지연기(601)의 출력과 피드백되는 신호를 더하는 가산기(602), 상기 가산기(602)의 출력을 2π 모듈로 연산하는 모듈로 2π (603), 상기 모듈로 2π (603)의 출력을 다시 1 심볼 지연시켜 상기 가산기(602)로 피드백하는 가산기(604), 다수개의 여현파가 저장되어 있으며 상기 지연기(604)의 출력에 해당하는 여현파($\cos(\omega_c + \Delta\omega)$)를 선택하여 주파수 포착기(104-3)로 출력하는 COS 룩업 테이블(605), 및 다수개의 정현파가 저장되어 있으며 상기 지연기(604)의 출력에 해당하는 정현파($\sin(\omega_c + \Delta\omega)$)를 선택하여 상기 주파수 포착기(104-3)로 출력하는 SIN 룩업 테이블(605)로 구성된다. 여기서, 상기 가산기(602), 모듈로 2π (603), 및 지연기(604)는 단순 적분기이다.

<102> 즉, 상기 NCO(104-2)는 상기 주파수 포착 루프 필터(104-1)에서 생성된 해당 주파수 오프셋($\omega_c + \Delta\omega$)에 따라 디지털 방식으로 정현파($\sin(\omega_c + \Delta\omega)$)와 여현파($\cos(\omega_c + \Delta\omega)$)를 생성한다.

<103> 도 13은 상기 주파수 포착기(104-3)의 상세 블록도로서, 상기 NCO(104-2)에서 출력되는 여현파($\cos(\omega_c + \Delta\omega)$)와 상기 전처리부(11)에서 출력되는 I 통과대역 디지털 신호(PB_Data)를 곱하여 I 기저대역 디지털 신호(BB_I)로 천이시키는 곱셈기(701)와 상기 NCO(104-2)에서 출력되는 정현파($\sin(\omega_c + \Delta\omega)$)와 상기 전처리부(11)에서 출력되는 Q 통과대역 디지털 신호(PB_Data)를 곱하여 Q 기저대역 디지털 신호(BB_Q)으로 천이시키는 곱셈기(702)로 구성된다.

<104> 즉, 상기 주파수 포착기(104-3)는 상기 NCO(104-2)에서 생성된 여현파($\cos(\omega_c + \Delta\omega)$)와 정현파($\sin(\omega_c + \Delta\omega)$)로 상기 전 처리부(11)에서 출력되는 통과대역 디지털 신호(PB_Data)를 복조(Demodulation)하여 주파수 오프셋($\Delta\omega$)이 포착된 기저 대역(BaseBand) 디지털 신호로 천이시킨다.

<105> 도 14는 상기 위상 추적 루프 필터(105-1)의 상세 블록도로서, 상기 락 검출부(14)의 제어 신호 LD[2:0]에 따라 미리 계산된 다수개의 양의 대역폭 값들(801a) 중 하나를 선택하는 제 13 멀티플렉서(802a), 상기 제어 신호 LD[2:0]에 따라 미리 계산된 다수개의 음의 대역폭 값들(801b) 중 하나를 선택하는 제 14 멀티플렉서(802b), 상기 위상/주파수 검출기(101)에서 검출된 위상 오차의 극성에 따라 상기 제 13 또는 제 14 멀티플렉서(802a,802b)의 출력 중 하나를 선택하는 제 15 멀티플렉서(803), 상기 제 15 멀티플렉서(803)의 출력과 피드백되는 신호를 더하는 가산기(804), 상기 가산기(804)의 출력을 $\frac{\pi}{4}$ 모듈로 연산하는 모듈로 $\frac{\pi}{4}$ (805), 및 상기 모듈로 $\frac{\pi}{4}$ (805)의 출력을 1 심볼 지연시켜 상기 가산기(804)로 피드백시킴과 동시에 위상 롬 테이블(105-2)로 출력하는 지연기(806)로 구성된다. 여기서, 상기 가산기(804), 모듈로 $\pi/4$ (805), 및 지연기(806)는 공지된 단순 적분기이다.

<106> 즉, 상기 위상 추적 루프 필터(105-1)는 해당 위상 잡음($\Delta\theta$)을 추적하기 위해 위상 오차의 극성에 따라 위상 추적 루프 필터의 대역폭(PhaseBw_#)의 값을 누적하여 해당 위상 잡음($\Delta\theta$)을 생성하는 1차 디지털 저 대역(Low_pass) 필터의 역할을 수행한다.

<107> 마찬가지로, 상기 위상 추적 루프 필터(105-1)의 필터 대역폭의 기어 쉬프팅(Gear Shifting)도 락 검출부(14)의 락 제어신호(LD[2:0]에 의해 자동으로 이루어진다.

<108> 도 15는 상기 위상 룸 테이블(105-2)의 상세 블록도로서, 상기 위상 추적 루프 필터(105-1)에서 출력되는 위상 잡음($\triangle\theta$)의 최상위 비트만을 추출하는 MSB 추출부(905), 상기 위상 추적 루프 필터(105-1)에서 출력되는 위상 잡음($\triangle\theta$)의 최상위 비트를 제외한 나머지 비트들을 추출하는 하위비트 추출부(902), 상기 하위 비트 추출부(902)의 출력에 2의 보수를 취하는 2의 보수부(903), 상기 MSB 추출부(901)의 출력에 따라 상기 하위 비트 추출부(902)의 출력 또는 상기 2의 보수부(903)의 출력을 선택하는 제 16 멀티플렉서(904), 상기 제 16 멀티플렉서(904)의 출력에 해당하는 여현파와 정현파를 선택 출력하는 룩업 테이블(905), 상기 룩업 테이블(905)에서 선택 출력되는 정현파에 2의 보수를 취하는 2의 보수부(906), 및 상기 MSB 추출부(901)의 출력에 따라 상기 룩업 테이블(906)에서 출력되는 정현파 또는 상기 2의 보수부(903)에서 출력되는 정현파를 선택하는 제 17 멀티플렉서(907)로 구성된다.

<109> 즉, 상기 위상 룸 테이블(105-2)는 상기 위상 추적 루프 필터(105-1)로부터 생성된 해당 위상 잡음($\triangle\theta$)에 따라 디지털 방식으로 정현파($\sin(\triangle\theta)$)와 여현파($\cos(\triangle\theta)$)를 생성한다.

<110> 도 16은 상기 위상 추적기(105-3)의 상세 블록도로서, 상기 주파수 포착기(104-3)에서 출력되는 I 기저대역 디지털 신호(BB_I)와 상기 위상 룸 테이블(105-2)에서 출력되는 여현파($\cos(\triangle\theta)$)를 곱하는 곱셈기(911), 상기 주파수 포착기(104-3)에서 출력되는 Q 기저대역 디지털 신호(BB_Q)와 상기 위상 룸 테이블(105-2)에서 출력되는 정현파($\sin(\triangle\theta)$)를 곱하는 곱셈기(912), 상기 두 곱셈기(911, 912)의 출력을 더하여 반송파가 복구된 I 기저대역 디지털 신호(CR_I)를 생성하는 감산기(915), 상기 주파수 포착기(104-3)에서 출력되는 I 기저대역 디지털 신호(BB_I)와 상기 위상 룸 테이블(105-2)

에서 출력되는 정현파($\sin(\Delta\theta)$)를 곱하는 곱셈기(913), 상기 주파수 포착기(104-3)에서 출력되는 Q 기저대역 디지털 신호(BB_Q)와 상기 위상 롬 테이블(105-2)에서 출력되는 여현파($\cos(\Delta\theta)$)를 곱하는 곱셈기(914), 및 상기 두 곱셈기(913, 914)의 출력 차를 구하여 반송파가 복구된 Q 기저대역 디지털 신호(CR_Q)를 생성하는 감산기(916)로 구성된다.

<111> 즉, 상기 위상 추적기(105-3)는 상기 위상 롬 테이블(105-2)로부터 생성된 여현파($\cos(\Delta\theta)$)와 정현파($\sin(\Delta\theta)$)로 상기 주파수 포착기(104-3)에서 천이된 기저대역 디지털 신호(BB_I, BB_Q)의 해당 위상 잡음($\Delta\theta$)을 추적하여 완전히 반송파가 복구가 된 기저대역 디지털 신호(CR_I, CR_Q)를 생성한다.

<112> 이와 같이 구성된 본 발명에서 반송파 복구부의 포착/추적 성능은 통상 위상/주파수 검출기(101)의 알고리즘과 PLL의 구현 방법에 의해 결정된다.

<113> 따라서, 본 발명에 따른 반송파 복구부(100)의 위상/주파수 검출기(101)는 주파수 오프셋($\Delta\omega$)을 포착해서, 잔류 위상 잡음($\Delta\theta$)을 추적하기 위해 2개의 모드로 구성된다. 즉, 상기 위상/주파수 검출기(101)는 사용되는 결정신호 성상의 종류(즉, 블라인드 결정기(102)와 결정지향 결정기(103))에 따라 주파수 오프셋($\Delta\omega$)을 포착하기 위한 블라인드 모드와 잔류 위상 잡음을 추적하기 위한 결정지향 모드로 구성되는 특징을 갖는다. 이때, 상기 위상/주파수 검출기(101)의 모드 전환은 락 검출부(14)에 의해 자동으로 수행된다.

<114> 즉, 상기 반송파 복구부(100)의 PLL은 그 역할에 따라 2개의 PLL로 구성된다. 예컨대, 주파수 오프셋(

$\Delta\omega$)을 포착하기 위한 주파수 포착용 PLL부(104)와 잔류 위상 잡음($\Delta\theta$)을 추적하기 위한 위상 추적용 PLL부(105)로 구성된다. 이때, 상기 위상/주파수 검출기(101)는 상기 주파수 포착용 PLL부(104)와 위상 추적용 PLL부(105)에 공통으로 사용된다.

<115> 그리고, 상기 위상/주파수 검출기(101)는 위상 오차를 구하여 극성을 추출한 후 극성으로 표현하며, 이러한 특징은 각 PLL(104,105)의 루프 필터 회로 구현 시, 회로 복잡도 감소 효과를 가져온다.

<116> 도 6은 상기 위상/주파수 검출기(101)의 상세 블록도로서, 제 1, 제 2 멀티플렉서(201,202)는 락 검출부(14)에서 생성된 제어신호(LD[1])에 따라 상기 블라인드 결정기(102)에서 생성된 블라인드 결정신호 성상(D_{Blind_I}, D_{Blind_Q}) 또는, 상기 결정지향 결정기(103)에서 생성된 결정지향 결정신호 성상(D_{DD_I}, D_{DD_Q}) 중 하나를 결정신호 성상으로 선택하여 곱셈기(203,204)로 출력한다. 상기 곱셈기(203)는 상기 위상 추적기(105-3)에서 출력되는 I 복조신호 성상(CR_I)과 상기 제 1, 제 2 멀티플렉서(201,202)를 통해 출력되는 I 결정신호 성상(D_{Blind_I} 또는 D_{DD_I})을 곱하여 감산기(205)로 출력하고, 곱셈기(204)는 상기 위상 추적기(105-3)에서 출력되는 Q 복조신호 성상(CR_Q)과 상기 제 1, 제 2 멀티플렉서(201,202)를 통해 출력되는 Q 결정신호 성상(D_{Blind_Q} 또는 D_{DD_Q})을 곱하여 감산기(205)로 출력한다. 상기 감산기(205)는 두 곱셈기(203,204)의 결과에 대한 차를 구한다. 결국, 상기 감산기(205)의 출력이 결정신호 성상과 복조신호 성상과의 위상 오차가 된다.

<117> 상기 감산기(205)에서 구해진 위상 오차는 극성 추출부(206)로 입력되고, 상기 극성 추출부(206)는 상기 위상 오차로부터 극성만을 추출한다. 상기 추출된 위상 오차의

극성(Phase_Polarity)은 주파수 포착용 PLL부(104)의 주파수 포착 루프 필터(104-1)와 위상 추적용 PLL부(105)의 위상 추적 루프 필터(105-1)로 출력된다. 즉, 상기 위상/주파수 검출기(101)의 출력은 {+1, 0, -1} 중 어느 하나의 값을 갖는다.

<118> 이때, 상기 위상/주파수 검출기(101)의 동작모드 전환은 상기 락 검출부(14)에서 생성된 제어신호(LD[1])에 의해 이루어진다.

<119> 즉, 첫 번째 모드는, 반송파의 주파수 오프셋($\Delta\omega$)에 의해 복조신호 성상(CR_I, CR_Q)의 눈 패턴(Eye Pattern)이 열리기 전에 반송파의 주파수 오프셋($\Delta\omega$)을 포착하기 위한 모드로서, 이 단계를 블라인드(Blind) 모드라 한다. 상기 블라인드 모드에서 주파수 오프셋($\Delta\omega$)이 포착되면, 복조신호 성상의 눈 패턴이 열리기 시작한다.

<120> 두 번째 모드는, 블라인드 모드에 의해 포착된 반송파의 낮은 주파수 오프셋($\Delta\omega$) 및 잔류 위상 잡음($\Delta\theta$)을 추적하기 위한 단계로서, 이 모드를 결정 지향(Decision-Directed) 모드라 한다.

<121> 그리고, 상기 위상/주파수 검출기(101)의 특성 함수를 $e(\phi)$ 라고 할 때, $e(\phi)$ 는 다음의 수학식 12 내지 14와 같이 세 조건을 만족시키며, M-QAM의 반송파 복구부(100)의 위상/주파수 검출기(101)는 안정되게 동작할 수 있게 된다.

<122> 【수학식 12】

$$e(\phi) = e(\phi + \frac{1}{2} \times k \times \pi) \quad k \in \mathbb{Z}$$

<123> 【수학식 13】

$$e(\phi) = -e(-\phi)$$

<124> 【수학식 14】

$$e(\phi) = 0 \text{인 } \phi \text{는 } [\frac{\pi}{4}, \frac{-\pi}{4}] \text{에 걸쳐서 } \phi=0 \text{ 만이 존재}$$

<125> 여기서, Φ 는 복조신호 성상의 위상과 결정신호 성상의 위상간의 차이고, Z는 정수 집합이다.

<126> 상기 수학식 12의 첫 번째 조건은 QAM의 경우 네 사분면의 구별이 없다는 것으로 90° 의 위상 애매성(Phase ambiguity)에 해당하는데, 송신 단에서 차분 부호화(Differential Encoding)하여 송신하고, 수신단에서 차분 복호화(Differential Decoding)함으로써 해결 가능하다.

<127> 그리고, 상기 수학식 13의 두 번째 조건은 복조신호 성상과 결정신호 성상간의 위상차의 극성(Polarity)을 의미하며, 복조신호 성상의 주파수와 국부 발진기 주파수의 늦고/빠름에 따라 위상 오차의 값이 양의 값이나 음의 값을 갖고 있음을 의미한다.

<128> 상기 수학식 14의 세 번째 조건은 복조신호 성상의 위상과 결정신호 성상의 위상이 일치할 때만 상기 위상/주파수 검출기(101)의 출력이 0(Zero)임을 의미한다.

<129> 따라서, 상기 위상/주파수 검출기(101)의 특성 함수, $e(\Phi)$ 은 2가지 동작 모드에 따라 아래의 수학식 15, 16으로 표현되어 진다.

<130> 【수학식 15】

'블라인드 모드'에서의 위상/주파수 검출기(101) 특성 함수,
 $e(\Phi)$

<131> $e(\phi) = \operatorname{sgn}(\theta - \phi) = \operatorname{sgn}(CR_Q \times D_{Blind_I} - CR_I \times D_{Blind_Q})$

<132> 【수학식 16】

'결정지향 모드'에서의 위상/주파수 검출기(101) 특성 함수,

$$e(\Phi)$$

<133> $e(\phi) = \text{sgn}(\theta - \phi) = \text{sgn}(CR_Q \times D_{DD_I} - CR_I \times D_{DD_Q})$

<134> 여기서, $\text{sgn}(\#)$ 연산자는 #의 극성을 추출하는 추출기 역할을 한다. 그리고, (CR_I, CR_Q) 은 복조신호 성상의 동상(inphase)과 직교상(Quadrature)을 나타내며, θ 은 복조신호 성상의 위상을 나타낸다. 또한, $D_{\text{Blind_I}}, D_{\text{Blind_Q}}$ 는 블라인드 모드에서의 블라인드 결정기(102)의 동상과 직교상을 나타내며, ϕ 는 상기 블라인드 결정신호 성상의 위상을 나타낸다. 특히, 상기 블라인드 결정기(102)의 결정신호 성상의 위상인 ϕ 은 아래의 값을 취하며, '4/16/64/256 QAM'에 대한 성상도 실시 예는 도 8과 같다.

<135> ● 1사분면 : $\phi = 45^\circ$

<136> ● 2사분면 : $\phi = 135^\circ$

<137> ● 3사분면 : $\phi = 225^\circ$

<138> ● 4사분면 : $\phi = 315^\circ$

<139> 또한, 각 사분면의 알파(α)값은 하기의 표 1과 같다.

<140> 【표 1】

Modulation	α			
	1 사분면	2 사분면	4 사분면	4 사분면
256-QAM	10.63	-10.63	-10.63	10.63
64-QAM	10.5	-10.5	-10.5	10.5
16-QAM	10.0	-10.0	-10.0	10.0
4-QAM	8.0	-8.0	-8.0	8.0

<141> * α 값 계산식 : $\alpha = (\sum x^2) \div (\sum abs(x))$, x 는 복조신호 성상

<142> 한편, D_{DD_I}, D_{DD_Q} 는 결정 지향 모드에서의 결정지향 결정기(103)의 동상과 직교상 을 나타내며, φ 는 결정 지향 모드에서의 결정신호 성상을 나타낸다. 도 10은 16QAM에 대한 결정신호 성상도 실시예를 나타낸다.

<143> 또한, 도 17은 블라인드 모드에서의 위상/주파수 검출기(101)의 특성 함수, $e(\Phi)$ 의 기하학적 특성을 나타내며, 도 17a는 복조신호 성상(CR_I, CR_Q)의 위상(Θ)이 결정 신호 성상(D_{Blind_I}, D_{Blind_Q})의 위상(Φ)보다 커서 상기 위상/주파수 검출기(101)의 특성 함수, $e(\Phi)$ 의 결과가 양의 값($sgn(\theta-\phi) > 0$)임을 보여 준다. 도 17b는 상기 복조신호 성상(CR_I, CR_Q)의 위상(Θ)이 결정신호 성상(D_{Blind_I}, D_{Blind_Q})의 위상(Φ)보다 작아서 상기 위상/주파수 검출기(101)의 특성 함수, $e(\Phi)$ 의 결과가 음의 값($sgn(\theta-\phi) < 0$)을 갖음을 나타낸다.

<144> 그리고, 도 18은 결정 지향 모드에서의 위상/주파수 검출기(101)의 특성 함수, $e(\Phi)$ 의 기하학적 특성을 나타내며, 도 18a는 복조신호 성상(CR_I, CR_Q)의 위상(Θ)이 결정신호 성상(D_{DD_I}, D_{DD_Q})의 위상(Φ)보다 커서 상기 위상/주파수 검출기(101)의 특성 함수, $e(\Phi)$ 의 결과가 양의 값 ($sgn(\theta-\phi) > 0$)을 갖음을 보여 준다. 또한, 도 18b는 상기 복조신호 성상(CR_I, CR_Q)의 위상(Θ)이 결정신호 성상(D_{DD_I}, D_{DD_Q})의 위상(Φ)보다 작아서 상기 위상/주파수 검출기의 특성 함수, $e(\Phi)$ 의 결과가 음의 값($sgn(\theta-\phi) < 0$)을 갖음을 보여준다.

<145> 도 7에 도시된 블라인드 결정기(102)의 상세 블록도로서, 극성 추출부(301a, 301b)는 위상 추적기(105-3)에서 생성된 복조신호 성상(CR_I, CR_Q)의 극성을 추출하여 제 3,

제 4 멀티플렉서(303a,303b)의 선택 신호로 제공한다. 이때, 상기 제 3, 제 4 멀티플렉서(303a,303b)의 입력단으로는 상기된 표 1에 의해 미리 계산된 각 사분면의 알파(α)값과 반전된 알파($\bar{\alpha}$)(302a,302b)값이 입력되고, 상기 추출된 극성에 따라 알파(α)값과 반전된 알파($\bar{\alpha}$)값 중 하나가 선택되어 출력된다. 즉, 상기 제 3, 제 4 멀티플렉서(303a,303b)의 출력이 2레벨의 블라인드 결정신호 성상(D_{Blind_I}, D_{Blind_Q})이다.

<146> 도 8은 상기 표 1에 α 값에 대응하는 '4/16/64/256 QAM'의 블라인드 결정신호 성상의 (I, Q) 좌표를 보여 준다. 그리고, 상기 제 3, 제 4 멀티플렉서(303a,303b)에서 생성된 블라인드 결정신호 성상은 상기 위상/주파수 검출기(101)의 동작모드가 블라인드 모드일 때, 결정신호 성상으로 사용된다.

<147> 도 9는 상기 결정 지향 결정기(103)의 상세 블록도로서, 멀티 레벨 비교기(401a,401b)는 상기 위상 추적기(105-3)에서 생성된 복조신호 성상(CR_I, CR_Q)의 신호 레벨을 정해진 레벨과 비교하고, 그 결과를 제 5, 제 6 멀티플렉서(403a,403b)의 선택 신호로 제공한다. 이때, 상기 제 5, 제 6 멀티플렉서(403a,403b)로는 미리 계산된 n개의 결정신호 레벨 값들(402a,402b)들이 입력되고, 상기 제 5, 제 6 멀티플렉서(403a,403b)는 비교기(401a,401b)의 결과에 따라 n개의 결정 신호 레벨 중 어느 하나를 결정지향 결정신호 성상(D_{DD_I}, D_{DD_Q})으로 선택하여 위상/주파수 검출기(101)로 출력한다. 즉, 상기 제 5, 제 6 멀티플렉서(403a,403b)에서 생성된 결정지향 결정신호 성상은 상기 위상/주파수 검출기(101)의 동작모드가 결정지향 모드일 때, 결정신호 성상으로 사용된다. 도 10은 16QAM의 4레벨의 결정지향 결정신호 성상 (I, Q) 좌표를 나타낸다. 예를 들어, 도 10과 같은 QAM 성상도에서 복조신호 성상(CR_I, CR_Q)이 제 1 사분면 내의 결정 영역 내에 있으면 제 1 사분면 내의 신호라고 판단하여 결정지향 결정신호 성상을 생성한다.

<148> 도 11은 상기 주파수 포착 루프 필터(104-2)의 상세 블록도로서, 상기 주파수 포착 루프 필터의 대역폭 값(501a, 501b, 502a, 502b)은 하기의 표 2에 의해 미리 계산되어 제 7, 제 8, 제 10, 제 11 멀티플렉서(503a, 503b, 504a, 504b)로 입력된다. 즉, 하기 표 2에서 구해진 제 1 양의 대역폭 값을(Frequency1Bw_#)은 제 7 멀티플렉서(503a)로 입력되고, 제 1 음의 대역폭 값을(Frequency1Bw_#)은 제 8 멀티플렉서(504a)로 입력된다. 또한, 하기 표 2에서 구해진 제 2 양의 대역폭 값을(Frequency2Bw_#)은 제 10 멀티플렉서(503b)로 입력되고, 제 2 음의 대역폭 값을(Frequency2Bw_#)은 제 11 멀티플렉서(504b)로 입력된다.

<149> 【표 2】

Word length	Dynamic Range	주파수 포착 루프필터의 대역폭	Floating Point	Fixed Point
30Bits	(0~ 2π)	2π	6.283185307	1073741823
		Center Frequency($\pi/2$)	1.570796326	268435456
		Frequency1Bw_0	0.003972973	678912
		Frequency1Bw_1	0.000529729	90496
		Frequency1Bw_2	0.000264865	45184
		Frequency1Bw_3	0.000026486	4608
		Frequency2Bw_0	0.000080533	13824
		Frequency2Bw_1	0.000014321	256
		Frequency2Bw_2	0.000003581	128
		Frequency2Bw_3	0.000000006	1

<150> 그러면, 제 7, 제 8 멀티플렉서(503a, 504a)는 상기 락 검출부(14)에서 생성된 제어 신호 LD[2:0]에 따라 제 1 양의 대역폭 값을 중 하나와 제 1 음의 대역폭 값을 중 하나를 선택하여 각각 제 9 멀티플렉서(505a)로 출력하고, 상기 제 9 멀티플렉서(505a)는 상기 위상/주파수 검출기(101)에서 생성된 위상 오차의 극성에 따라 상기 제 7, 제 8 멀티플렉서(503a, 504a)를 통해 출력되는 제 1 양의 대역폭 값 또는 제 1 음의 대역폭 값을

선택하여 가산기(508)로 출력한다.

<151> 또한, 제 10, 제 11 멀티플렉서(503b,504b)는 상기 락 검출부(14)에서 생성된 제어 신호 LD[2:0]에 따라 제 2 양의 대역폭 값을 중 하나와 제 2 음의 대역폭 값을 중 하나를 선택하여 각각 제 12 멀티플렉서(505b)로 출력하고, 상기 제 12 멀티플렉서(505b)는 상기 위상/주파수 검출기(101)에서 생성된 위상 오차의 극성에 따라 상기 제 10, 제 11 멀티플렉서(503b,504b)를 통해 출력되는 제 2 양의 대역폭 값 또는 제 2 음의 대역폭 값을 선택하여 가산기(506)로 출력한다.

<152> 상기 가산기(506)는 상기 제 12 멀티플렉서(505b)의 출력과 한 심볼 지연된 신호를 더하여 지연기(507)로 출력하고, 상기 지연기(507)는 가산기(506)의 출력을 심볼 단위로 지연시킨 후 가산기(506,508)로 출력한다. 상기 가산기(508)는 상기 제 9 멀티플렉서(505a)의 출력과 지연기(507)의 출력을 더하여 가산기(509)로 출력하는데, 상기 가산기(508)의 출력이 주파수 오프셋($\Delta\omega$)이다.

<153> 상기 가산기(509)는 상기 가산기(508)에서 출력되는 주파수 오프셋($\Delta\omega$)과 외부에서 입력되는 반송파의 중간 주파수(ω_c)를 더하여 NCO(104-2)로 출력한다.

<154> 즉, 상기 가산기(506,508), 지연기(507)는 일종의 적분기로서, 상기 제 9, 제 12 멀티플렉서(505a,505b)의 결과를 심볼 단위로 누적해서 주파수 오프셋($\Delta\omega$)을 생성한다

<155> 도 12는 상기 NCO(104-2)의 상세 블록도로서, 상기 주파수 포착 루프 필터(104-1)에서 생성된 반송파의 중간주파수(

ω_c)와 주파수 오프셋($\Delta\omega$)에 따라 디지털 방식으로 여현파($\cos(\omega_c + \Delta\omega)$)와 정현파($\sin(\omega_c + \Delta\omega)$)를 생성하는 일반적인 수치 제어 발진기이다. 상기된 도 12에서 가산기(602), 모듈로 2π (603), 및 지연기(604)는 단순 적분기로서, 해당 기술 분야에서 알려진 것처럼 오버플로우를 피하기 위해 모듈로 2π 의 위상 특성값을 이용한다. 상기 적분기에서 출력되는 신호에 해당하는 여현파($\cos(\omega_c + \Delta\omega)$)와 정현파($\sin(\omega_c + \Delta\omega)$)가 미리 다수개의 여현파와 정현파를 저장하고 있는 COS 루업 테이블(605)과 SIN 루업 테이블(606)에서 선택되어 주파수 포착기(104-3)로 출력된다.

<156> 도 13은 상기 주파수 포착기(104-3)의 상세 블록도로서, 곱셈기(701)는 상기 전처리부(11)에서 출력되는 I 통과대역 디지털 신호(PB_I)와 상기 NCO(104-2)에서 출력되는 여현파($\cos(\omega_c + \Delta\omega)$)를 곱하여 상기 I 통과대역 디지털 신호(PB_I)를 I 기저대역 디지털 신호(BB_I)로 천이하고, 곱셈기(702)는 상기 전처리부(11)에서 출력되는 Q 통과대역 디지털 신호(PB_Q)와 상기 NCO(104-2)에서 출력되는 정현파($\sin(\omega_c + \Delta\omega)$)를 곱하여 Q 통과대역 디지털 신호(PB_Q)를 Q 기저대역 디지털 신호(BB_Q)로 천이한다.

<157> 즉, 상기 주파수 포착기(104-3)는 상기 NCO(104-2)에서 출력되는 여현파($\cos(\omega_c + \Delta\omega)$)와 정현파($\sin(\omega_c + \Delta\omega)$)로 상기 전 처리부(11)에서 생성된 주파수 오프셋($\Delta\omega$)을 갖고 있는 통과대역 디지털 신호(PB_Data)에 대해 시간 축에서 복조(Demodulation)를 수행하여, 주파수 오프셋($\Delta\omega$)이 포착된 즉, 주파수 오프셋이 보정된 기저대역 디지털 신호(BB_I, BB_Q)를 생성한다.

<158> 도 14는 상기 위상 추적 루프 필터(105-1)의 상세 블록도로서, 위상 추적 루프 필터의 대역폭 값(801a, 801b)은 하기의 표 3에 의해 미리 계산되어 제 13, 제 14 멀티플렉

서(802a,802b)로 입력된다. 즉, 하기 표 3에서 구해진 양의 대역폭 값들(PhaseBw_#)은 제 13 멀티플렉서(802a)로 입력되고, 음의 대역폭 값들($\overline{\text{PhaseBw}}_{\#}$)은 제 14 멀티플렉서(802b)로 입력된다.

<159> 【표 3】

Word length	Dynamic Range	위상 포착 투프필터의 대역폭	Floating Point	Fixed Point
20Bits	$(-\pi/4 \sim \pi/4)$	$\pi/4$	0.785398164	524288
		PhaseBw_0	0.057268079	38228
		PhaseBw_1	0.000572681	382
		PhaseBw_2	0.000143175	95
		PhaseBw_3	0.000001432	1

<160> 그러면, 제 13, 제 14 멀티플렉서(802a,802b)는 상기 락 검출부(14)에서 생성된 제어 신호 LD[2:0]에 따라 양의 대역폭 값들 중 하나와 음의 대역폭 값들 중 하나를 선택하여 각각 제 15 멀티플렉서(803)로 출력하고, 상기 제 15 멀티플렉서(803)는 상기 위상/주파수 검출기(101)에서 생성된 위상 오차의 극성에 따라 상기 제 13, 제 14 멀티플렉서(802a,802b)를 통해 출력되는 양의 대역폭 값 또는 음의 대역폭 값을 선택하여 가산기(804)로 출력한다.

<161> 상기 가산기(804)의 출력은 모듈로 $\pi/4$ (805)와 지연기(806)를 순차적으로 거쳐 다시 가산기(804)로 피드백됨과 동시에 위상 룸 테이블(105-2)로 출력된다. 즉, 상기 가산기(803)는 상기 제 15 멀티플렉서(803)의 출력과 상기 피드백되는 신호를 더하여 모듈로 $\pi/4$ (805)로 출력한다. 여기서, 상기 가산기(804), 모듈로 $\pi/4$ (805), 및 지연기(806)는 공지된 단순 적분기이다.

<162> 즉, 상기 적분기는 상기 제 15 멀티플렉서(803)의 결과를 심볼 단위로 누적해서 반송파의 잔류 위상 잡음($\Delta\theta$)을 생성한다. 그리고, 상기 생성된 반송파의 잔류 위상 잡

음($\Delta \theta$)은 위상 롬 테이블(105-2)로 입력된다.

<163> 도 15는 상기 위상 롬 테이블(105-2)의 상세 블록도로서, 상기 위상 추적 루프 필터(105-1)에서 생성된 반송파의 잔류 위상 잡음($\Delta \theta$)에 따라 디지털 방식으로($-\pi/4 \sim \pi/4$) 해당하는 여현파($\cos(\Delta \theta)$)와 정현파 ($\sin(\Delta \theta)$)를 생성하여 위상 추적기(105-3)로 출력한다.

<164> 즉, MSB 추출부(901)는 입력되는 반송파의 잔류 위상 잡음 ($\Delta \theta$)의 최상위 비트(MSB) 즉, 부호 비트를 추출하여 제 16, 제 17 멀티플렉서(904, 905)의 선택 신호로 제공한다. 그리고, 하위비트 추출부(902)는 상기 반송파의 잔류 위상 잡음 ($\Delta \theta$)으로부터 MSB를 제외한 나머지 비트들을 추출한다. 상기 하위비트 추출부(902)의 출력은 상기 제 16 멀티플렉서(904)로 바이패스시킴과 동시에 2의 보수부(903)에서 2의 보수가 취해진 후 상기 제 16 멀티플렉서(904)로 출력된다. 상기 제 15 멀티플렉서(904)는 상기 MSB 추출부(901)에서 출력되는 MSB에 따라 상기 하위비트 추출부(902)의 출력 또는 2의 보수부(903)의 출력 중 하나를 선택하여 루업 테이블(905)로 출력한다. 상기 루업 테이블(905)은 상기 제 16 멀티플렉서(904)에 해당하는 정현파와 여현파를 선택하여 출력하는데, 여현파($\cos(\Delta \theta)$)는 바로 위상 추적기(105-3)로 입력되고, 정현파($\sin(\Delta \theta)$)는 제 17 멀티플렉서(907)를 통해 상기 위상 추적기(105-3)로 입력된다.

<165> 상기 제 17 멀티플렉서(907)는 상기 MSB 추출부(901)에서 출력되는 MSB에 따라 상기 루업 테이블(905)에서 바이패스되는 정현파($\sin(\Delta \theta)$)와 2의 보수부(906)에서 2의 보수가 취해진 정현파 중 하나를 선택하여 위상 추적기(105-3)로 출력한다.

<166> 도 16은 상기 위상 추적기(105-3)의 상세 블록도로서, 상기 위상 롬 테이블(105-2)에서 생성된($-\pi/4 \sim \pi/4$)에 해당하는 여현파($\cos(\Delta \theta)$)와

정현파($\sin(\Delta\theta)$)로 상기 주파수 포착기(104-3)에서 주파수 오프셋($\Delta\omega$)이 포착된 기저대역 디지털 신호를 시간축에서 복조(Demodulation)을 수행하여, 잔류 위상 잡음($\Delta\theta$)이 추적된 기저대역 디지털 신호(CR_I, CR_Q)를 생성한다. 상기 위상 추적기(105-3)에서 잔류 위상 잡음($\Delta\theta$)이 추적된 기저대역 디지털 신호(CR_I, CR_Q)는 후 처리부(13)로 출력됨과 동시에 블라인드 결정기(102), 결정지향 결정기(103), 및 위상/주파수 검출기(101)로 출력된다.

<167> 이상에서와 같이 본 발명에 따른 반송파 복구 장치는 모든 QAM/PSK 디지털 수신기에 적용 가능하다.

<168> 예를 들면, 단일 QAM 케이블 디지털 수신기, 단일 QPSK 위성 디지털 수신기, 단일 8PSK 위성 디지털 수신기, 복합 QAM/QPSK 케이블/위성 디지털 수신기, 복합 QAM/8PSK 케이블/위성 디지털 수신기 등에 적용할 수 있다.

【발명의 효과】

<169> 이상에서와 같이 본 발명에 따른 반송파 복구 장치에 의하면, 주파수 오프셋을 포착하기 위한 주파수 포착용 PLL부와 잔류 위상 잡음을 추적하기 위한 위상 추적용 PLL부를 각각 독립적으로 구성하여, 먼저 주파수 오프셋을 포착한 후 잔류 위상 잡음을 추적하는 2가지 모드로 동작함으로써, 튜너나 RF 발진기에서 발생되는 수백 KHz 주파수 오프셋과 위상 잡음을 최소화하는 방향으로 빠른 시간 안에 포착/추적이 가능하며, 또한 낮은 SNR과 심한 채널 ISI(고스트)에도 신뢰성 높은 포착/추적 동작을 수행할 수 있다.

<170> 또한, 위상 오차를 검출하는 위상/주파수 검출기는 상기 주파수 포착용 PLL부와 위상 추적용 PLL부에 공통으로 사용하며, 상기 위상 오차는 극성으로 표현함으로써, 회로

복잡도의 감소 효과를 가져오며 특히, 주파수 포착용 PLL부와 위상 추적용 PLL부의 회로 구성을 단순화시킬 수 있다.

<171> 이상 설명한 내용을 통해 당업자라면 본 발명의 기술 사상을 일탈하지 아니하는 범위에서 다양한 변경 및 수정이 가능함을 알 수 있을 것이다.

<172> 따라서, 본 발명의 기술적 범위는 실시예에 기재된 내용으로 한정되는 것이 아니라 특허 청구의 범위에 의하여 정해져야 한다.

【특허청구범위】**【청구항 1】**

특정 채널의 통과 대역 디지털 신호를 정/여현파로 복조하여 주파수 오프셋 및 위상 잡음이 복구된 기저대역 디지털 신호로 변환하는 반송파 복구 장치에 있어서,
복조 신호의 성상과 블라인드 결정 신호 성상 또는 결정 지향 결정 신호 성상과의
위상 오차를 구한 후 상기 위상 오차의 극성을 추출하는 위상/주파수 검출부;
상기 위상 오차의 극성에 따라 미리 계산된 대역폭의 값을 누적하여 해당 주파수
오프셋을 추출하고 상기 추출된 주파수 오프셋에 따라 디지털 방식으로 정현파와 여현파
를 생성한 후, 상기 정현파와 여현파로 상기 통과대역 디지털 신호를 복조하여 반송파의
주파수 오프셋이 포착된 기저대역 디지털 신호를 생성하는 주파수 포착용 루프부;
상기 위상 오차의 극성에 따라 미리 계산된 대역폭의 값을 누적하여 해당 위상 잡
음을 추출한 후 상기 추출된 위상 잡음에 따라 디지털 방식으로 정현파와 여현파를 생성
한 후, 상기 정현파와 여현파로 기저대역 디지털 신호를 복조하여 위상 잡음이 추적된
복조 신호 성상을 생성하는 위상 추적용 루프부;
상기 위상 추적용 루프부에서 생성된 복조 신호 성상의 극성을 추출하고, 상기 추
출된 극성에 따라 상기 복조 신호 성상을 슬라이싱한 블라인드 결정신호 성상을 생성하
는 블라인드 결정부; 그리고
상기 위상 추적용 루프부에서 생성된 복조 신호 성상의 각 신호 레벨에 맞는 결정
지향 결정신호 성상을 생성하는 결정지향 결정부를 포함하여 구성되는 것을 특징으로 하
는 반송파 복구 장치.

【청구항 2】

제 1 항에 있어서,

상기 위상/주파수 검출부는 주파수 오프셋을 포착하기 위해 상기 복조 신호 성상과 블라인드 결정 신호 성상과의 위상 오차를 구하여 극성을 추출하는 블라인드 모드 또는, 위상 잡음을 추적하기 위해 상기 복조 신호 성상과 결정지향 결정신호 성상과의 위상 오차를 구하여 극성을 추출하는 결정지향 모드로 동작하며, 상기 동작 모드의 전환을 제어하는 락 검출부가 더 구비됨을 특징으로 하는 반송파 복구 장치.

【청구항 3】

제 1 항에 있어서, 상기 주파수 포착용 루프부는

상기 위상/주파수 검출부에서 추출된 위상 오차의 극성에 따라 미리 계산된 양 또는 음의 주파수 포착용 대역폭의 값을 누적하여 해당 주파수 오프셋($\Delta\omega$)를 검출하는 주파수 포착 루프 필터와,

상기 주파수 포착 루프 필터에서 검출된 해당 주파수 오프셋에 따라 디지털 방식으로 정현파($\sin(\omega_c + \Delta\omega)$)와 여현파($\cos(\omega_c + \Delta\omega)$)를 생성하는 제어 발진기와,

상기 제어 발진기에서 생성된 여현파($\cos(\omega_c + \Delta\omega)$)와 정현파($\sin(\omega_c + \Delta\omega)$)로 상기 통과대역 디지털 신호를 복조하여 주파수 오프셋이 포착된 기저대역 디지털 신호를 생성하는 주파수 포착기로 구성되며,

상기 주파수 포착 루프 필터의 필터 대역폭의 기어 쉬프팅은 락 검출부의 락 제어 신호에 의해 자동으로 이루어지는 것을 특징으로 하는 반송파 복구 장치.

【청구항 4】

제 3 항에 있어서, 상기 주파수 포착 루프 필터는

상기 락 검출부의 락 제어 신호에 따라 미리 계산되어 입력되는 다수개의 제 1 양의 대역폭 값들 중 하나를 선택하는 제 1 선택부와,

상기 락 제어 신호에 따라 미리 계산되어 입력되는 다수개의 제 1 음의 대역폭 값들 중 하나를 선택하는 제 2 선택부와,

상기 위상/주파수 검출기에서 검출된 위상 오차의 극성에 따라 상기 제 1 또는 제 2 선택부의 출력 중 하나를 선택하는 제 3 선택부와,

상기 락 제어 신호에 따라 미리 계산되어 입력되는 다수개의 제 2 양의 대역폭 값들 중 하나를 선택하는 제 4 선택부와,

상기 락 제어 신호에 따라 미리 계산되어 입력되는 다수개의 제 2 음의 대역폭 값들 중 하나를 선택하는 제 5 선택부와,

상기 위상/주파수 검출기에서 검출된 위상 오차의 극성에 따라 상기 제 4 또는 제 5 선택부의 출력 중 하나를 선택하는 제 6 선택부와,

상기 제 3, 제 6 선택부의 출력을 심볼 단위로 누적해서 해당 주파수 오프셋($\Delta \omega$)을 검출하는 적분기로 구성되는 것을 특징으로 하는 반송파 복구 장치.

【청구항 5】

제 1 항에 있어서, 상기 위상 추적용 루프부는

상기 위상/주파수 검출부에서 출력되는 위상 오차의 극성에 따라 미리 계산된 위상 추적용 대역폭의 값을 누적하여 해당 위상 잡음($\Delta \theta$)을 생성하는 위상 추적 루프 필

터와,

상기 위상 추적 루프 필터로부터 생성된 해당 위상 잡음에 따라 디지털 방식으로 정현파($\sin(\Delta\theta)$)와 여현파($\cos(\Delta\theta)$)를 생성하는 위상 룸 테이블과, 상기 위상 룸 테이블로부터 생성된 여현파($\cos(\Delta\theta)$)와 정현파($\sin(\Delta\theta)$)로 상기 주파수 포착용 루프부에서 출력되는 기저대역 디지털 신호의 해당 위상 잡음이 추적된 복조 신호 성상을 생성하는 위상 추적기로 구성되며,

상기 위상 추적 루프 필터의 필터 대역폭의 기어 쉬프팅은 상기 락 검출부의 락 제어신호에 의해 자동으로 이루어지는 것을 특징으로 하는 반송파 복구 장치.

【청구항 6】

제 5 항에 있어서, 상기 위상 추적 루프 필터는

상기 락 검출부의 락 제어 신호에 따라 미리 계산되어 입력되는 다수개의 양의 위상 추적용 대역폭 값들 중 하나를 선택하는 제 1 선택부와,

상기 락 제어 신호에 따라 미리 계산되어 입력되는 다수개의 음의 위상 추적용 대역폭 값들 중 하나를 선택하는 제 2 선택부와,

상기 위상/주파수 검출부에서 출력되는 위상 오차의 극성에 따라 상기 제 1, 제 2 선택부의 출력 중 하나를 선택하는 제 3 선택부와,

상기 제 3 선택부의 출력을 심볼 단위로 누적하여 해당 위상 잡음($\Delta\theta$)을 검출하는 적분기로 구성되는 것을 특징으로 하는 반송파 복구 장치.

【청구항 7】

제 1 항에 있어서, 상기 블라인드 결정부는

상기 위상 추적기에서 생성된 복조신호 성상의 극성을 심볼 단위로 추출하는 극성 추출부와,

상기 극성 추출부에서 추출된 극성에 따라 상기 복조신호 성상을 2 단계 슬라이싱 한 블라인드 결정신호 성상을 생성하여 상기 위상/주파수 검출기부로 출력하는 선택부로 구성되며,

상기 선택부에는 미리 계산된 각 사분면의 알파(α)값과 반전된 알파(α)값이 입력되고 상기 극성 추출부의 극성이 선택 신호로 이용되는 것을 특징으로 하는 반송파 복구 장치.

【청구항 8】

제 1 항에 있어서, 상기 결정지향 결정부는
상기 위상 추적기에서 출력되는 복조신호 성상의 레벨을 비교하는 멀티 레벨 비교 기와,

다수개의 레벨 신호가 입력되며 상기 멀티레벨 비교기의 출력을 선택 신호로 이용하여 상기 복조신호 성상의 각 신호 레벨에 맞는 결정신호 성상을 생성하여 상기 위상/주파수 검출부로 출력하는 선택부로 구성되는 것을 특징으로 하는 반송파 복구 장치.

【청구항 9】

특정 채널의 통과 대역 디지털 신호를 정/여현파로 복조하여 주파수 오프셋 및 위상 잡음이 복구된 기저대역 디지털 신호로 변환하는 반송파 복구 방법에 있어서,
복조 신호의 성상과 블라인드 결정 신호 성상 또는 결정 지향 결정 신호 성상과의 위상 오차를 구한 후 상기 위상 오차의 극성을 추출하는 위상/주파수 검출 단계;

상기 위상 오차의 극성에 따라 미리 계산된 대역폭의 값을 누적하여 해당 주파수 오프셋을 추출하고 상기 추출된 주파수 오프셋에 따라 디지털 방식으로 정현파와 여현파를 생성한 후, 상기 정현파와 여현파로 상기 통과대역 디지털 신호를 복조하여 반송파의 주파수 오프셋이 포착된 기저대역 디지털 신호를 생성하는 주파수 포착 단계;

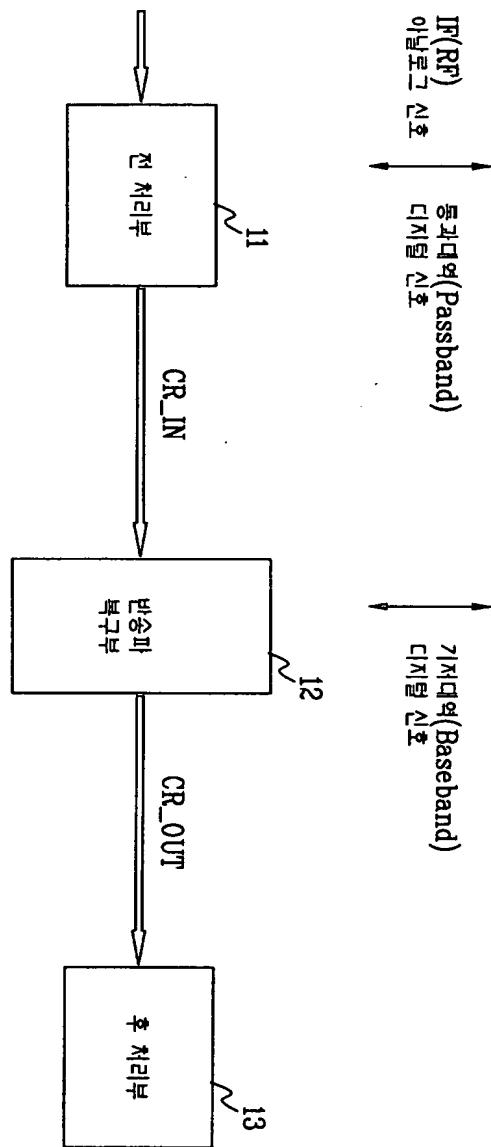
상기 위상 오차의 극성에 따라 미리 계산된 대역폭의 값을 누적하여 해당 위상 잡음을 추출한 후 상기 추출된 위상 잡음에 따라 디지털 방식으로 정현파와 여현파를 생성한 후, 상기 정현파와 여현파로 기저대역 디지털 신호를 복조하여 위상 잡음이 추적된 복조 신호 성상을 생성하는 위상 추적 단계;

상기 위상 추적 단계에서 생성된 복조 신호 성상의 극성을 추출하고, 상기 추출된 극성에 따라 상기 복조 신호 성상을 슬라이싱한 블라인드 결정신호 성상을 생성하는 블라인드 결정 단계; 그리고

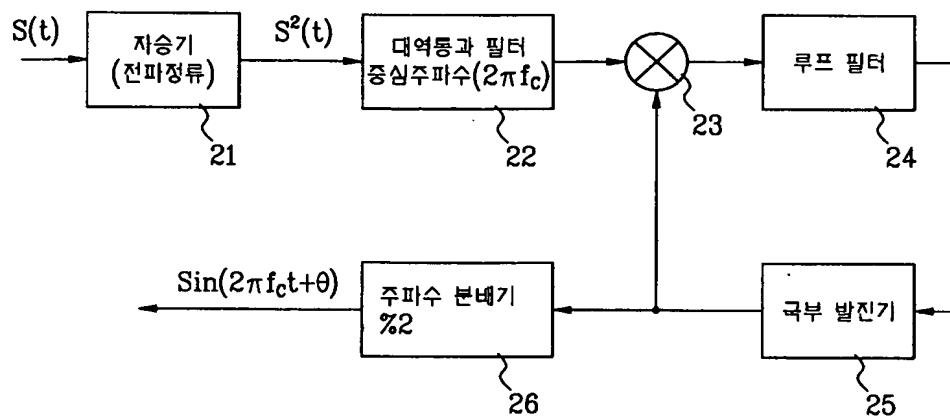
상기 위상 추적용 루프 단계에서 생성된 복조 신호 성상의 각 신호 레벨에 맞는 결정지향 결정신호 성상을 생성하는 결정지향 결정 단계를 포함하여 이루어지는 것을 특징으로 하는 반송파 복구 방법.

【도면】

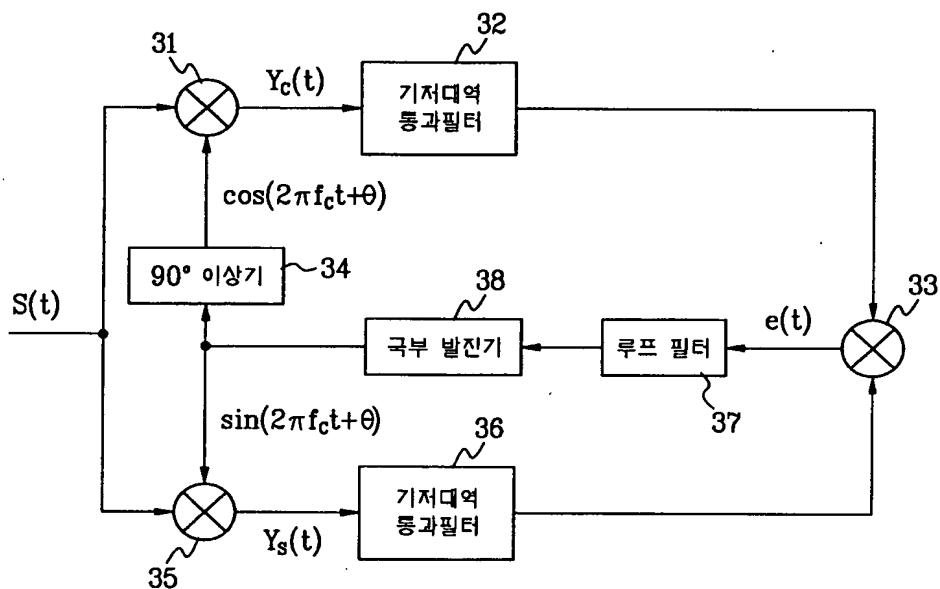
【도 1】



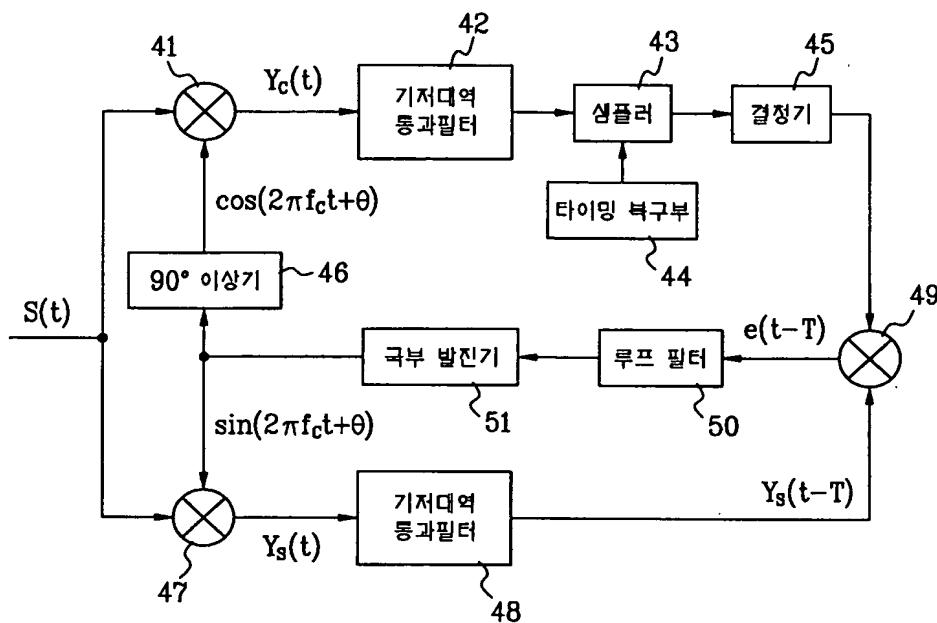
【도 2】



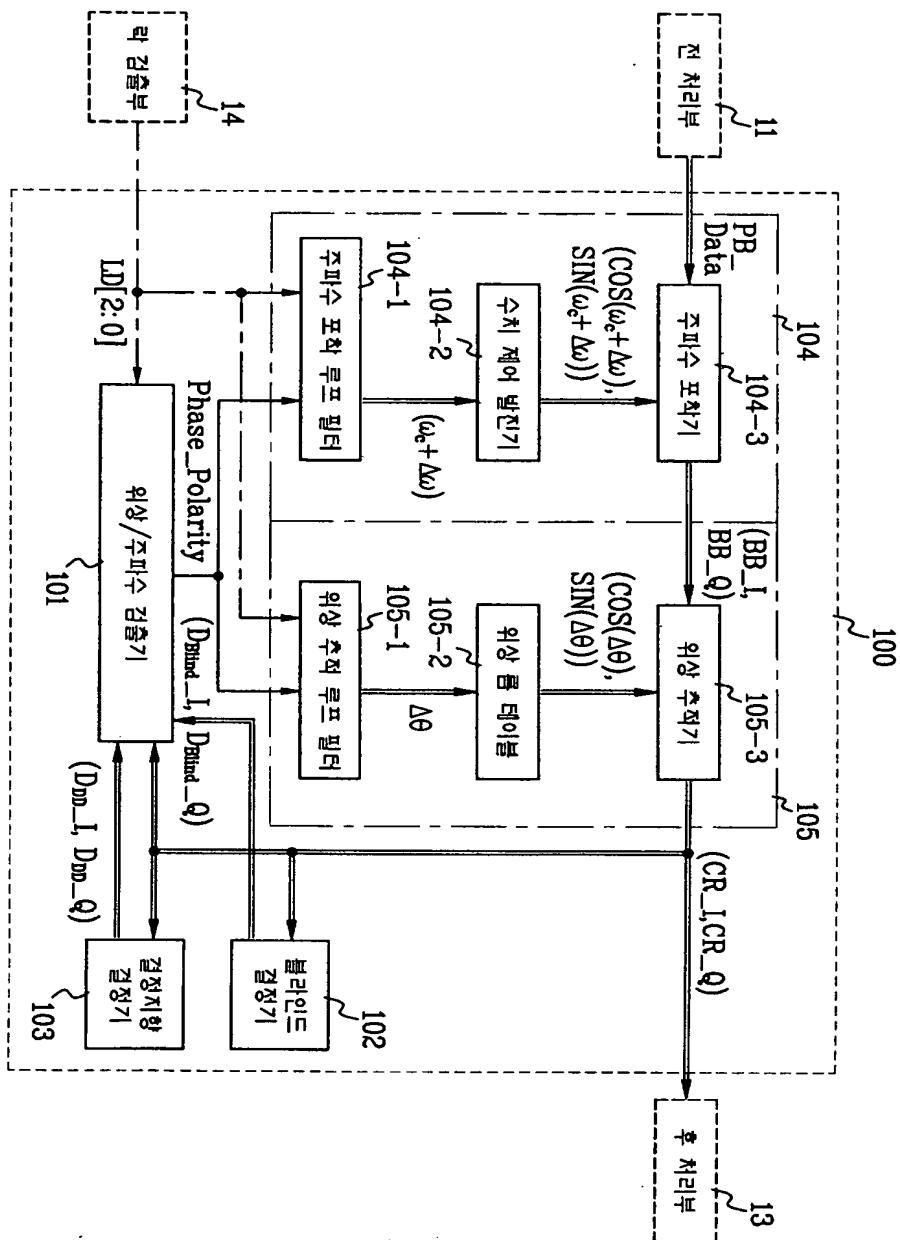
【도 3】



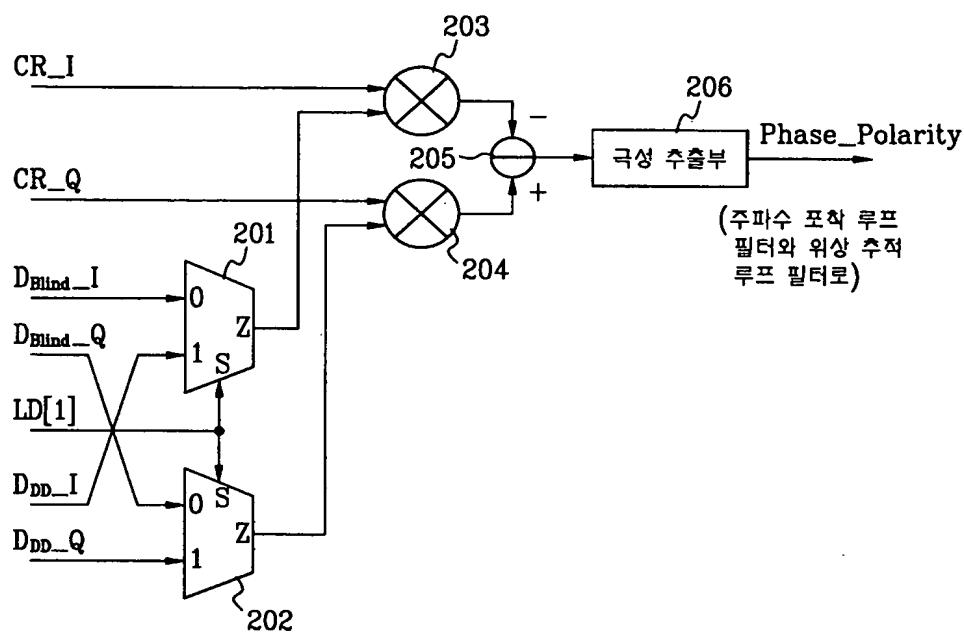
【도 4】



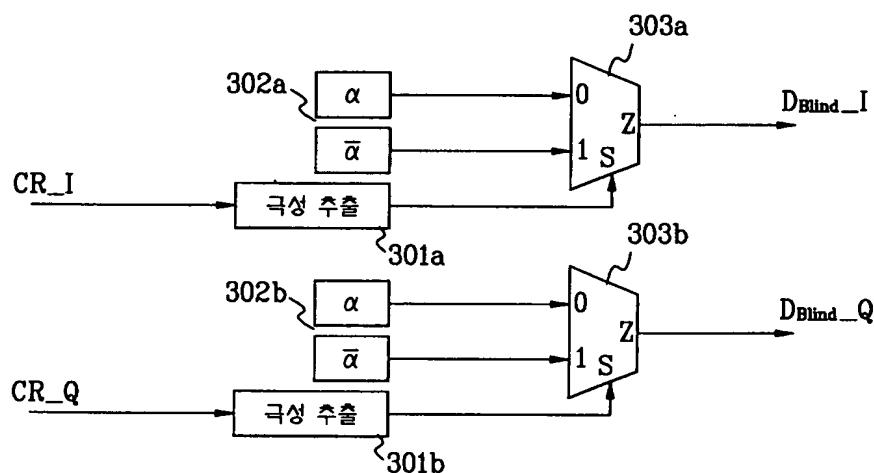
【도 5】



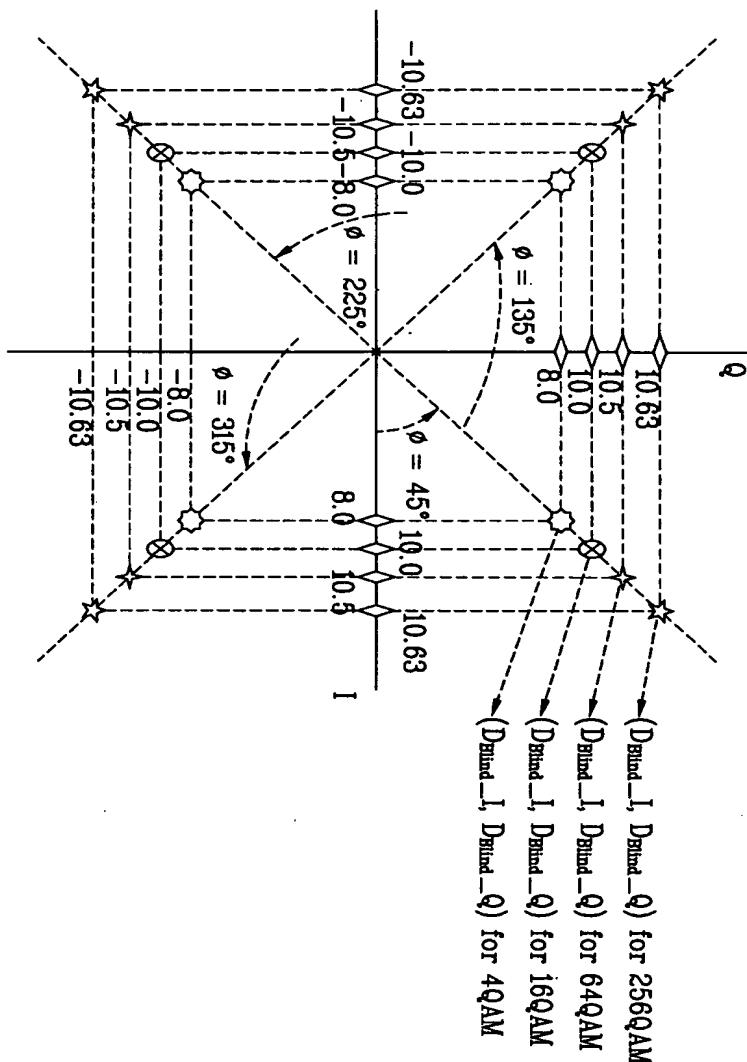
【도 6】



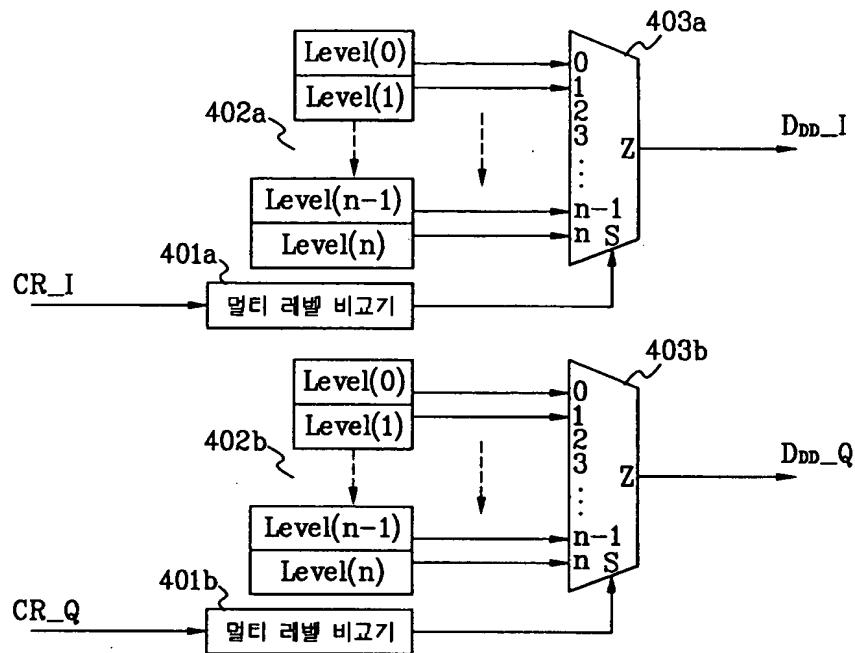
【도 7】



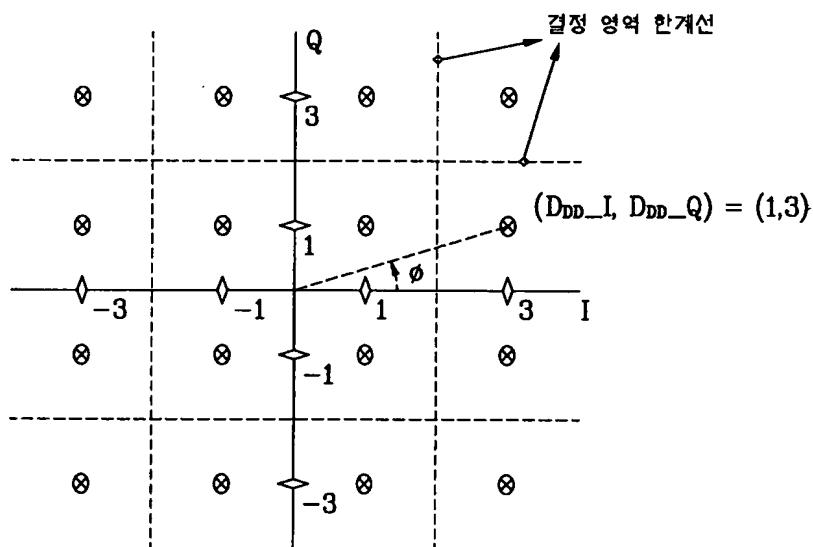
【图 8】



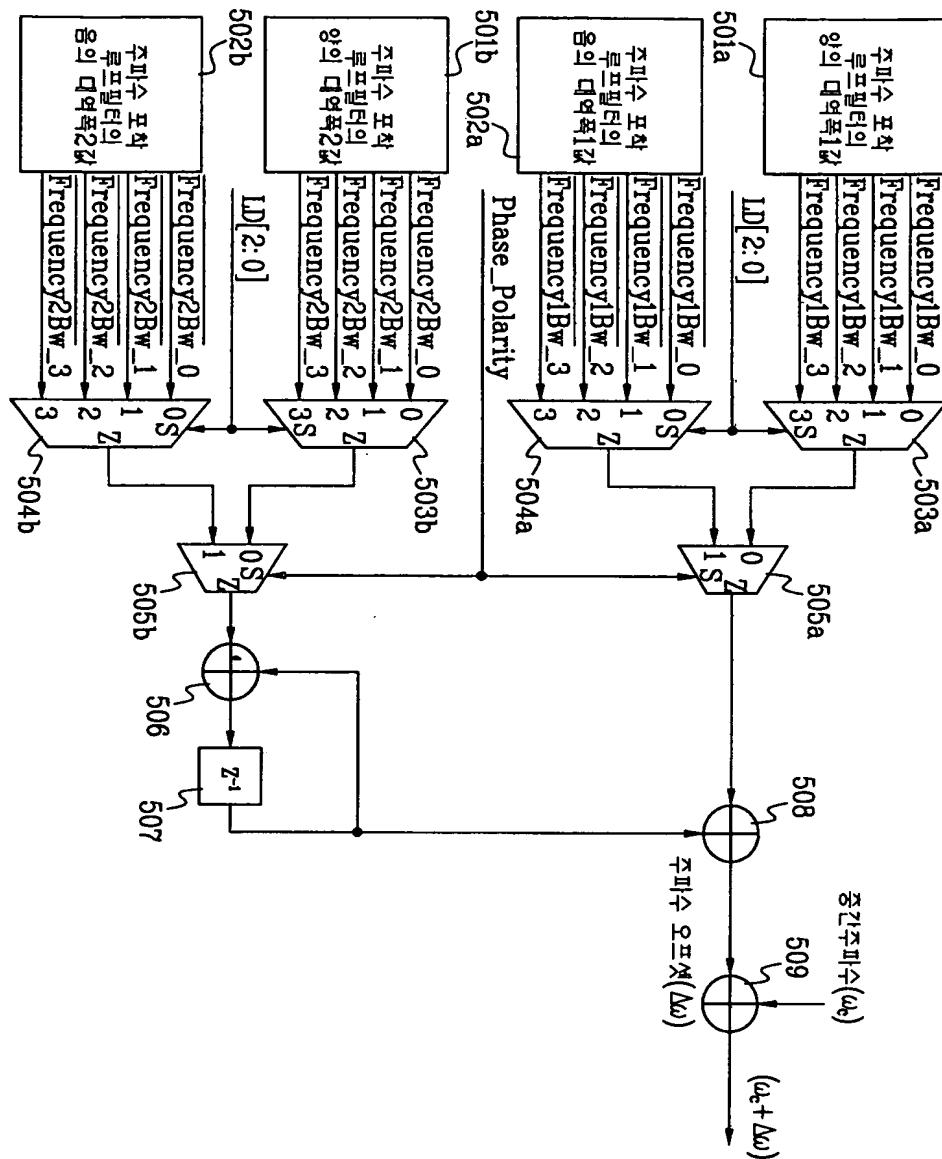
【도 9】



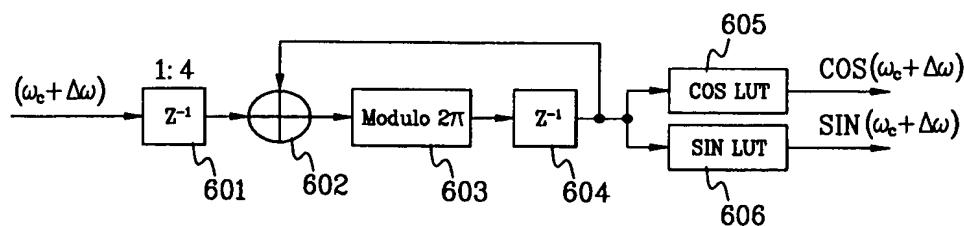
【도 10】



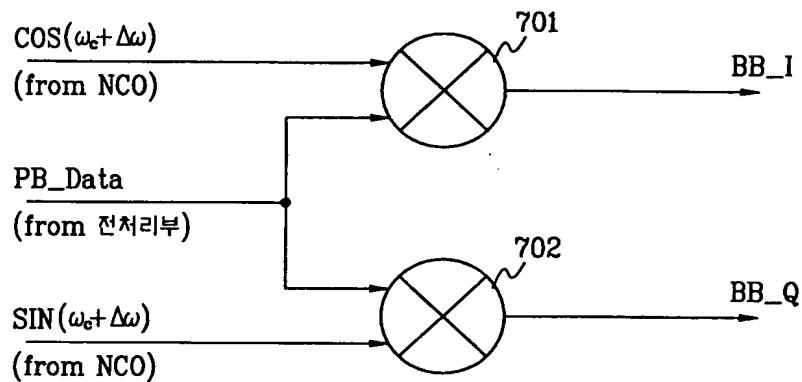
【도 11】



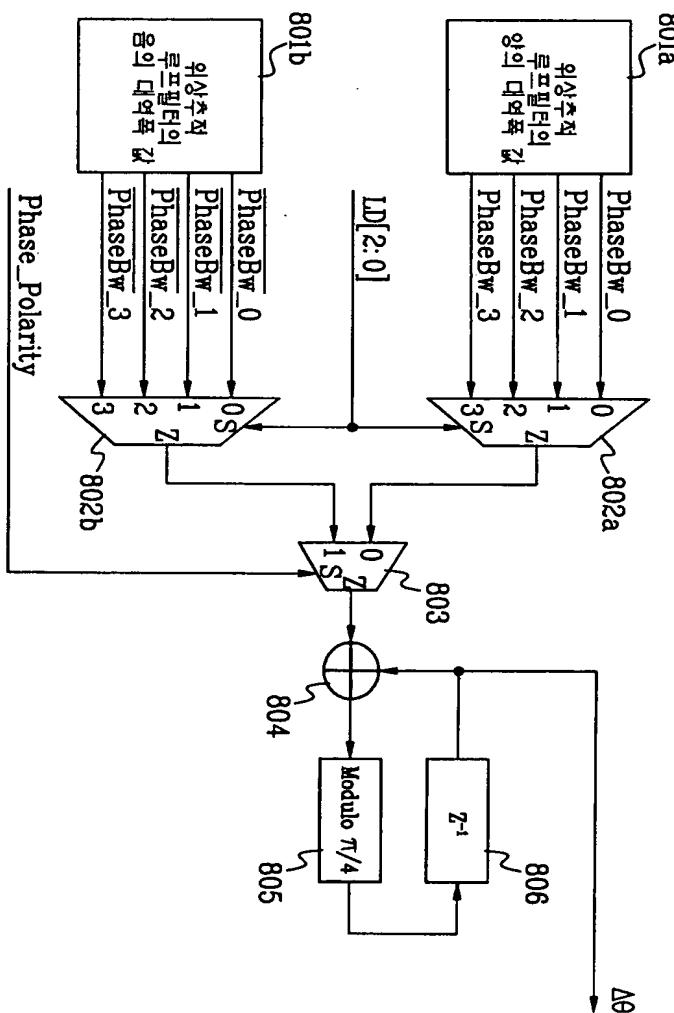
【도 12】



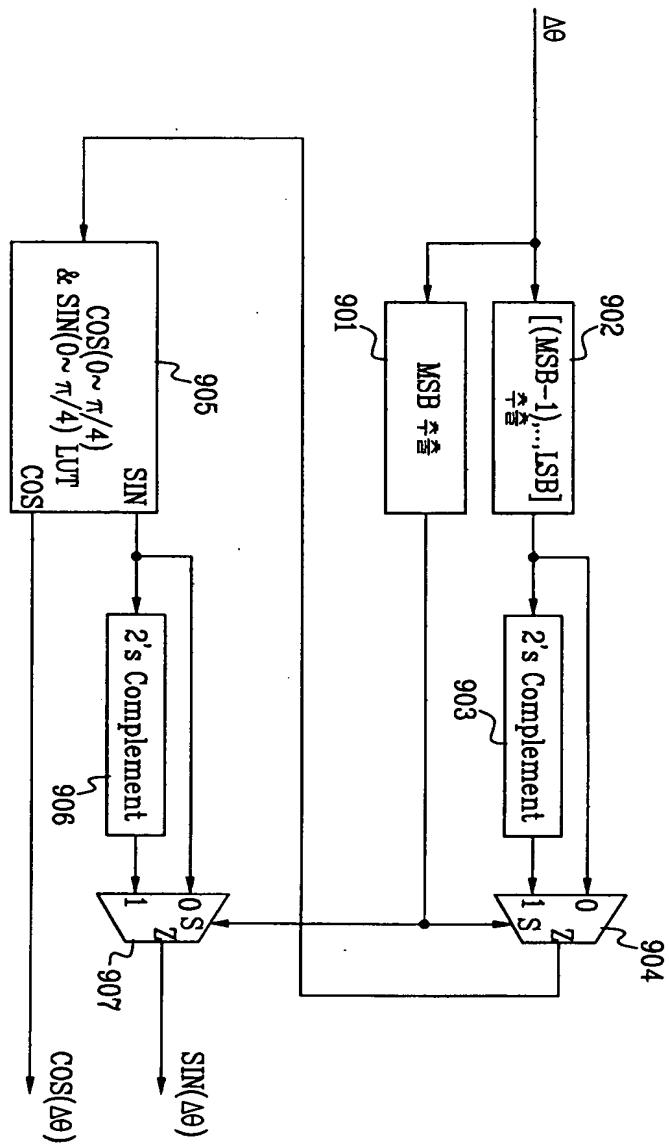
【도 13】



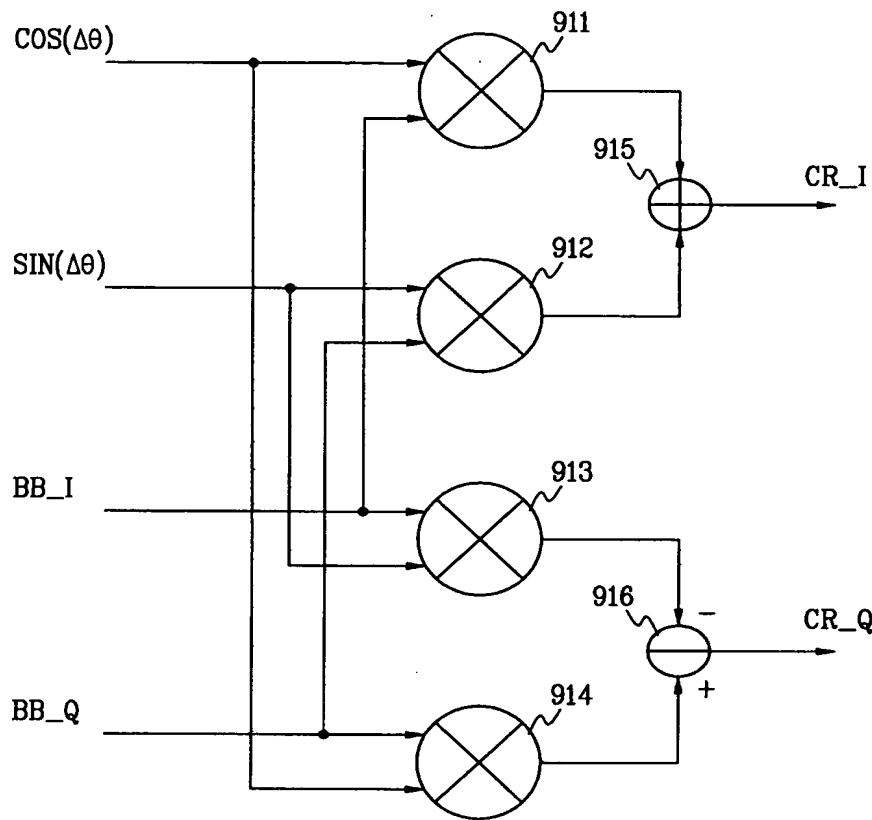
【도 14】



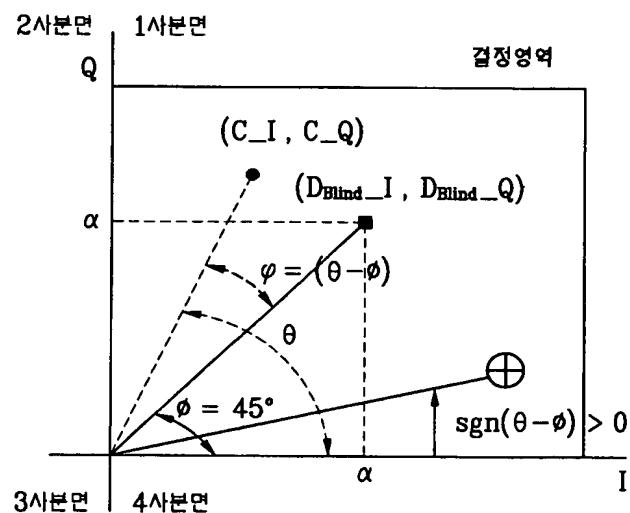
【도 15】



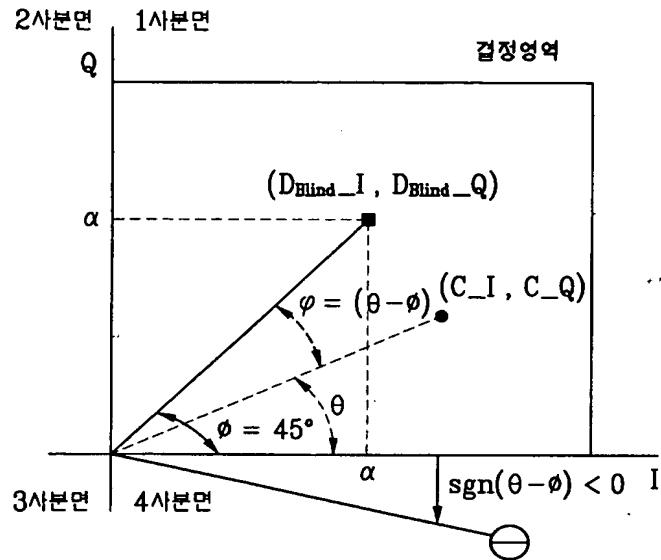
【도 16】



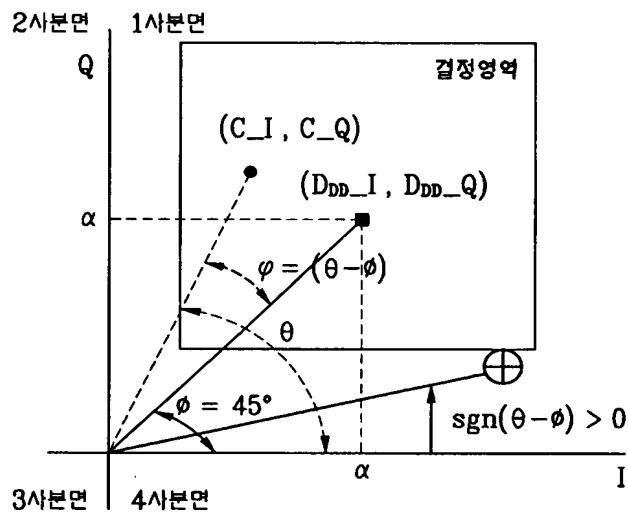
【도 17a】



【도 17b】



【도 18a】



【도 18b】

